

วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่มีความเพี้ยนของกระแสด้านเข้าต่ำสำหรับแหล่งจ่ายไฟต่อเนื่อง



นาย สกุลรัตน์ ศิริพันธ์โนน

สถาบันวิทยบริการ

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

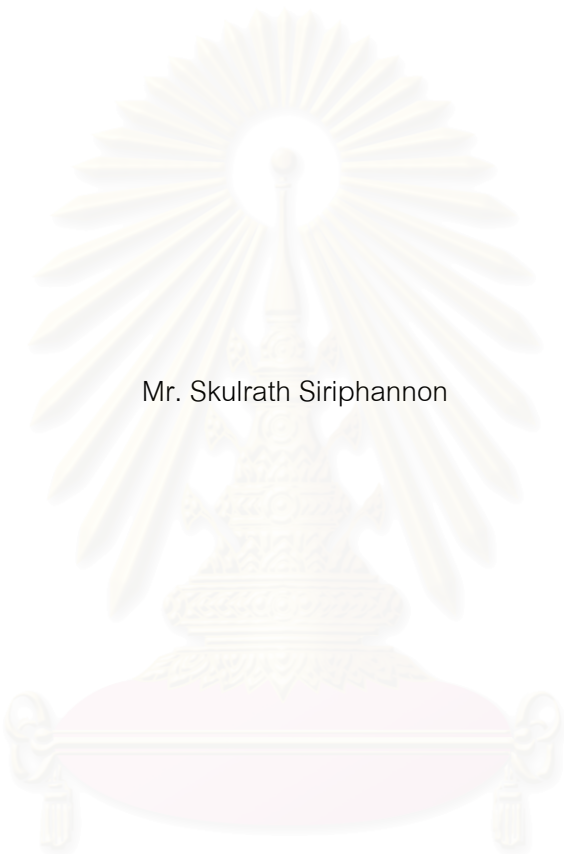
คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ปีการศึกษา 2543

ISBN 974-13-0189-8

ลิขสิทธิ์ของจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

A POWER CONVERTER WITH LOW INPUT CURRENT DISTORTION FOR UPS



Mr. Skulrath Siriphannon

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

A Thesis Submitted in Partial Fulfillment of the Requirements
for the Degree of Master of Engineering in Electrical Engineering

Department of Electrical Engineering

Faculty of Engineering

Chulalongkorn University

Academic Year 2000

ISBN 974-13-0189-8

หัวข้อวิทยานิพนธ์	วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่มีความเพี้ยนของกระแสด้านเข้าต่ำสำหรับแหล่งจ่ายไฟต่อเนื่อง
โดย	นายสกุลรัตน์ ศิริพันธ์ โนน
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
อาจารย์ที่ปรึกษา	อาจารย์ ดร.สมบูรณ์ แสงวงศ์วานิชย์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย อนุมัติให้นับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรบัณฑิต

..... คณบดีคณะวิศวกรรมศาสตร์
(ศาสตราจารย์ ดร. สมศักดิ์ ปัญญาแก้ว)

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

..... ประธานกรรมการ
(รองศาสตราจารย์ ดร. ยุทธนา กุลวิทิต)

..... อาจารย์ที่ปรึกษา
(อาจารย์ ดร. สมบูรณ์ แสงวงศ์วานิชย์)

..... กรรมการ
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ เจ็ดกุล โสภานิตย์)

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

สกุลรัตน์ ศิริพันธ์โนน : วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่มีความเพี้ยนของกระแสด้านเข้าต่ำสำหรับแหล่งจ่ายไฟต่อเนื่อง (A POWER CONVERTER WITH LOW INPUT CURRENT DISTORTION FOR UPS) อ. ที่ปรึกษา : อ. ดร. สมบูรณ์ แสงวงศ์วานิชย์, 134 หน้า. ISBN 974-13-0189-8

วิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้า 1 เฟสแบบใหม่ที่มีความเพี้ยนของกระแสด้านเข้าต่ำสำหรับแหล่งจ่ายไฟต่อเนื่อง โดยวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้านำเสนอได้จากการบูรณาการวงจรเรียงกระแสแบบวิธีสวิตช์ที่ใช้สวิตช์คู่กับวงจรอินเวอร์เตอร์แบบบริดจ์ โครงสร้างวงจรนี้จะใช้สวิตช์กำลังเพียง 4 ตัวเท่านั้น ข้อเด่นของวงจรที่นำเสนอคือการใช้เทคนิคการสวิตช์อย่างง่ายช่วยลดปัญหากระแสฮาร์มอนิกทางด้านเข้า และการมอดูเลตสวิตช์กำลังที่ใช้ร่วมกันระหว่างวงจรเรียงกระแสแบบวิธีสวิตช์กับวงจรอินเวอร์เตอร์เพื่อช่วยลดขนาดแรงดันบัสไฟตรงที่จำเป็น นอกจากนี้วิทยานิพนธ์ยังได้นำเสนอเทคนิคการควบคุมแรงดันไฟฟ้าด้านออกให้เป็นรูปไซน์ที่มีความเพี้ยนฮาร์มอนิกต่ำแม้ในสถานะโหลดไม่เชิงเส้น โดยใช้ตัวควบคุมแบบป้อนกลับตัวแปรสถานะช่วยให้อินเวอร์เตอร์มีผลตอบสนองชั่วคราวที่เร็วและตัวควบคุมแบบทำซ้ำทำหน้าที่กำจัดค่าความผิดพลาดที่สถานะอยู่ตัว ผลการทดสอบวงจรโดยรวมแสดงให้เห็นถึงคุณสมบัติที่ดีของวงจรแปลงผันกำลังที่พัฒนาขึ้น โดยวงจรสามารถปรับปรุงรูปคลื่นกระแสด้านเข้าให้มีรูปร่างใกล้เคียงไซน์ได้ ในขณะที่เดียวกันวงจรอินเวอร์เตอร์ก็สามารถสร้างแรงดันไฟฟ้ารูปไซน์ที่มีความเพี้ยนฮาร์มอนิกต่ำจ่ายให้โหลดได้ในสถานะต่างๆได้



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ภาควิชา.....วิศวกรรมไฟฟ้า..... ลายมือชื่อนิสิต.....
สาขาวิชา.....วิศวกรรมไฟฟ้า..... ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษา.....
ปีการศึกษา.....2543..... ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษาร่วม.....

4170549021: MAJOR POWER ELECTRONICS

KEY WORD: UPS / POWER FACTOR CORRECTION / HARMONIC / INVERTER / REPETITIVE

SKULRATH SIRIPHANNON : A POWER CONVERTER WITH LOW INPUT CURRENT

DISTORTION FOR UPS. THESIS ADVISOR : Dr. SOMBOON SANGWONGWANICH,

134 pp. ISBN 974-13-0189-8

This thesis presents a new single-phase power converter for uninterruptible power supplies which has a low input distortion and high power factor. The new structure of the power converter results from the integration of a switched-mode rectifier with a full-bridge inverter by sharing one common arm. The new converter's topology enables both the switched-mode rectifier and the inverter to be realized by using only 4 switching devices. The main features of the proposed converter are that it uses a simple switching technique to reduce the harmonics in the supply, and that the duty circle of the common arm is sinusoidally modulated to reduce the required dc bus voltage. Moreover, this thesis also proposes a new control method for the PWM inverter of uninterruptible power supplies. The proposed control technique consists of a state-feedback controller to obtain a fast transient response and a repetitive controller to eliminate the steady-state periodic error. The experiment results confirm the good characteristic of the proposed converter with the supply current becoming sinusoidal and the output voltage having a low THD even in the case of non-linear loads.



Department...ELECTRICAL ENGINEERING... Student's signature.....

Field of study...ELECTRICAL ENGINEERING... Advisor's signature.....

Academic year...2000..... Co-advisor's signature.....

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วงไปได้ ด้วยความช่วยเหลือและเอาใจใส่อย่างดียิ่งจาก อาจารย์ ดร.สมบูรณ์ แสงวงศ์วานิชย์ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ผู้ที่ให้ความแนะนำตลอดจนความช่วยเหลือด้านต่างๆที่เป็นประโยชน์ต่อการทำวิจัยตลอดมา และรุ่นน้องรุ่นพี่รวมถึงเพื่อนในห้องปฏิบัติการวิจัยอิเล็กทรอนิกส์กำลังที่ทำให้กำลังใจที่ดีในการทำวิทยานิพนธ์ รวมทั้งท่านอาจารย์ทั้งหลายที่ให้ความรู้ตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบัน ตลอดจนเงินทุนวิจัยจากห้องปฏิบัติการอิเล็กทรอนิกส์กำลังและอุปกรณ์ในการทำวิทยานิพนธ์จากบริษัท A.P.Y ENGINEERING CO., LTD.

สุดท้ายนี้ข้าพเจ้าขอกราบขอบพระคุณบิดา-มารดาและญาติพี่น้องของข้าพเจ้า ที่ให้โอกาสทางการศึกษาและเป็นกำลังใจด้วยดีตลอดมา



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

สารบัญเรื่อง

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	ง
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	จ
กิตติกรรมประกาศ.....	ฉ
สารบัญเรื่อง.....	ช
สารบัญตาราง.....	ฅ
สารบัญภาพ.....	ฉ
บทที่	
1 บทนำ.....	1
2 โครงสร้างและการทำงานของวงจรแปลงผันกำลัง.....	7
3 อินเวอร์เตอร์และการควบคุมแรงดัน.....	35
4 โครงสร้างฮาร์ดแวร์และซอฟต์แวร์ของระบบ.....	67
5 ผลการทดสอบระบบรวม.....	73
6 บทสรุปและข้อเสนอแนะ.....	111
รายการอ้างอิง.....	113
ภาคผนวก.....	114
ประวัติผู้เขียน.....	118

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
1.1 ค่าจำกัดของกระแสฮาร์มอนิกสำหรับระบบกำลังที่ใช้ในวิทยานิพนธ์.....	5
2.1 พารามิเตอร์ต่างๆที่ใช้ในวงจรเรียงกระแสแบบวิธีสวิตช์.....	27
2.2 องค์ประกอบฮาร์มอนิกของกระแสด้านเข้าเทียบกับกระแสพิกัดที่สภาวะโหลดต่างๆ....	30
3.1 ค่าพารามิเตอร์ของวงจรอินเวอร์เตอร์.....	39
5.1 คุณสมบัติของวงจรแปลงผันกำลัง.....	96



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

สารบัญภาพ

รูปที่	หน้า
1.1 โครงสร้างของแหล่งจ่ายไฟต่อเนื่องโดยทั่วไป.....	1
1.2 วงจรเรียงกระแสแบบวิธีสวิตช์แบบต่างๆ.....	2
1.3 วงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดต่างๆ.....	3
1.4 โครงสร้างวงจรแปลงผันกำลังที่นำเสนอ.....	4
2.1 วงจรเรียงกระแสแบบวิธีสวิตช์.....	7
2.2 รูปคลื่นกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ $L1$ (เส้นทึบ)และ $L2$ (เส้นประ).....	8
2.3 วงจรอินเวอร์เตอร์แบบบริดจ์.....	12
2.4 การรวมกันของวงจรเรียงกระแสแบบวิธีสวิตช์และวงจรอินเวอร์เตอร์.....	14
2.5 วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบใหม่ที่นำเสนอ.....	14
2.6 รูปคลื่นแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ $C1, C2$ ที่ $m_a=0$	16
2.7 รูปคลื่นกระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำ $L1$ กรณี $m_a=0$	16
2.8 รูปคลื่นกระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำ $L2$ กรณี $m_a=0$	17
2.9 รูปคลื่นกระแสด้านเข้า กรณี $m_a=0$	17
2.10 รูปคลื่นแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ $C1, C2$ ที่ $m_a=0.3$	19
2.11 รูปคลื่นกระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำ $L1$ กรณี $m_a=0.3$	19
2.12 รูปคลื่นกระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำ $L2$ กรณี $m_a=0.3$	20
2.13 รูปคลื่นกระแสด้านเข้า กรณี $m_a=0.3$	20
2.14 กระแสด้านเข้าในครึ่งคาบบวกเมื่อแปรค่า m_a	21
2.15 ค่าเปอร์เซ็นต์ความเพี้ยนของกระแสด้านเข้าเมื่อแปรค่า m_a	21
2.16 บล็อกไดอะแกรมในการควบคุมแรงดันบัลไฟตรง.....	23
2.17 รูปคลื่นแรงดันแหล่งจ่ายไฟและแรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์ $C1, C2$ ที่สภาวะโหลดพิกัด.....	24
2.18 รูปคลื่นกระแสด้านเข้าที่สภาวะโหลดพิกัด.....	25
2.19 รูปคลื่นแรงดันแหล่งจ่ายไฟและแรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์ $C1, C2$ ที่สภาวะโหลดเบา.....	25
2.20 รูปคลื่นกระแสด้านเข้าที่สภาวะโหลดเบา 120W.....	26
2.21 รูปคลื่นแรงดันด้านเข้าและแรงดันตกคร่อม $C1, C2$ ที่สภาวะโหลดพิกัด.....	27
2.22 รูปคลื่นกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ $L1, L2$ ที่สภาวะโหลดพิกัด.....	28
2.23 รูปคลื่นแรงดันด้านเข้าและกระแสด้านเข้าที่สภาวะโหลดพิกัด.....	28
2.24 สเปกตรัมของกระแสทางด้านเข้าที่สภาวะโหลดพิกัด (450W).....	29
2.25 รูปคลื่นแรงดันด้านเข้าและแรงดันตกคร่อม $C1, C2$ ที่สภาวะโหลดปานกลาง.....	30
2.26 รูปคลื่นกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ $L1, L2$ ที่สภาวะโหลดปานกลาง.....	31

สารบัญภาพ (ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.27 รูปคลื่นแรงดันด้านเข้าและกระแสด้านเข้าที่สภาวะ โหลดปานกลาง.....	31
2.28 สเปกตรัมของกระแสทางด้านเข้าที่สภาวะ โหลดปานกลาง (300W).....	32
2.29 รูปคลื่นแรงดันด้านเข้าและแรงดันตกคร่อม $C1, C2$ ที่สภาวะ โหลดเบา.....	32
2.30 รูปคลื่นกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ $L1, L2$ ที่สภาวะ โหลดเบา.....	33
2.31 รูปคลื่นแรงดันด้านเข้าและกระแสด้านเข้าที่สภาวะ โหลดเบา.....	33
2.32 สเปกตรัมของกระแสทางด้านเข้าที่สภาวะ โหลดเบา	34
3.1 แบบจำลองระบบของวงจรอินเวอร์เตอร์.....	35
3.2 ระบบควบคุมแรงดันด้านออกที่นำเสน่อ.....	37
3.3 การป้อนกลับตัวแปรสถานะของระบบอินเวอร์เตอร์.....	38
3.4 รูปคลื่นแรงดันด้านออกและกระแสโหลดในกรณี โหลดความต้านทาน 200W ($f_{sw}=10\text{kHz}$)	39
3.5 ค่าความผิดพลาดของแรงดันด้านออกในกรณี โหลดความต้านทาน ($f_{sw} = 10 \text{ kHz}$).....	40
3.6 รูปคลื่นแรงดันด้านออกและกระแสโหลดในกรณี โหลดความต้านทาน ($f_{sw}=20\text{kHz}$).....	40
3.7 ค่าความผิดพลาดของแรงดันด้านออกในกรณี โหลดความต้านทาน ($f_{sw} = 20 \text{ kHz}$).....	41
3.8 รูปคลื่นแรงดันด้านออกและกระแสโหลดในกรณี โหลดความต้านทาน ($f_{sw}= 40\text{kHz}$).....	41
3.9 ค่าความผิดพลาดของแรงดันด้านออกในกรณี โหลดความต้านทาน ($f_{sw} = 40 \text{ kHz}$).....	42
3.10 รูปคลื่นแรงดันด้านออกและกระแสโหลดในกรณี โหลดวงจรเรียงกระแส.....	42
3.11 ค่าความผิดพลาดของแรงดันด้านออกในกรณี โหลดวงจรเรียงกระแส.....	43
3.12 ระบบควบคุมแบบทำซ้ำ.....	44
3.13 ระบบควบคุมสมมูลของระบบควบคุมแบบทำซ้ำ.....	45
3.14 การป้อนกลับตัวแปรสถานะ โดยพิจารณาวงจรกรองผ่านต่ำของวงจรตรวจจับ.....	46
3.15 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของ $1+P(z)$	47
3.16 วงจรกรองผ่านต่ำแบบ FIR ที่มีความถี่หักมุมอยู่ที่ 600 Hz.....	49
3.17 วิเคราะห์เสถียรภาพของระบบ.....	49
3.18 รูปคลื่นแรงดันด้านออกและกระแสโหลดในกรณี โหลดความต้านทาน ($f_{sw}= 10\text{kHz}$)....	50
3.19 ค่าความผิดพลาดของแรงดันด้านออกในกรณี โหลดความต้านทาน ($f_{sw} = 10 \text{ kHz}$).....	50
3.20 รูปคลื่นแรงดันด้านออกและกระแสโหลดในกรณี โหลดความต้านทาน ($f_{sw}= 20\text{kHz}$)....	51
3.21 ค่าความผิดพลาดของแรงดันด้านออกในกรณี โหลดความต้านทาน ($f_{sw} = 20 \text{ kHz}$).....	51
3.22 รูปคลื่นแรงดันด้านออกและกระแสโหลดในกรณี โหลดความต้านทาน ($f_{sw}= 40\text{kHz}$)....	52
3.23 ค่าความผิดพลาดของแรงดันด้านออกในกรณี โหลดความต้านทาน ($f_{sw} = 40 \text{ kHz}$).....	52
3.24 รูปคลื่นแรงดันด้านออกและกระแสโหลดในกรณี โหลดวงจรเรียงกระแส.....	53

สารบัญภาพ (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.25 ค่าความผิดพลาดของแรงดันด้านออกในกรณีโพลดวงจรเรียงกระแส.....	53
3.26 รูปคลื่นแรงดันด้านออกและกระแสโพลในกรณีโพลความต้านทาน ($f_{sw} = 10\text{kHz}$)....	54
3. 27 ค่าความผิดพลาดของแรงดันด้านออกในกรณีโพลความต้านทาน ($f_{sw} = 10\text{kHz}$).....	55
3.26 รูปคลื่นแรงดันด้านออกและกระแสโพลในกรณีโพลความต้านทาน ($f_{sw} = 20\text{kHz}$)....	55
3. 28 ค่าความผิดพลาดของแรงดันด้านออกในกรณีโพลความต้านทาน ($f_{sw} = 20\text{kHz}$).....	56
3.29 รูปคลื่นแรงดันด้านออกและกระแสโพลในกรณีโพลความต้านทาน ($f_{sw} = 40\text{kHz}$)....	56
3. 30 ค่าความผิดพลาดของแรงดันด้านออกในกรณีโพลความต้านทาน ($f_{sw} = 40\text{kHz}$).....	57
3.31 รูปคลื่นแรงดันด้านออกและกระแสโพลในกรณีโพลดวงจรเรียงกระแส.....	57
3.32 ค่าความผิดพลาดของแรงดันด้านออกในกรณีโพลดวงจรเรียงกระแส.....	58
3.33 รูปคลื่นของแรงดันด้านออกและกระแสโพลในกรณีโพลความต้านทานเมื่อเพิ่ม..... ตัวควบคุมแบบทำซ้ำเข้าไปในระบบ ($f_{sw} = 10\text{kHz}$).....	59
3.34 ค่าความผิดพลาดของแรงดันด้านออกในกรณีโพลความต้านทานเมื่อเพิ่มตัวควบคุม.... แบบทำซ้ำเข้าไปในระบบ ($f_{sw} = 10\text{kHz}$).....	59
3.35 รูปคลื่นของแรงดันด้านออกและกระแสโพลในกรณีโพลความต้านทานเมื่อเพิ่ม..... ตัวควบคุมแบบทำซ้ำเข้าไปในระบบ ($f_{sw} = 20\text{kHz}$).....	60
3.36 ค่าความผิดพลาดของแรงดันด้านออกในกรณีโพลความต้านทานเมื่อเพิ่มตัวควบคุม..... แบบทำซ้ำเข้าไปในระบบ ($f_{sw} = 20\text{kHz}$).....	60
3.37 รูปคลื่นของแรงดันด้านออกและกระแสโพลในกรณีโพลความต้านทานเมื่อมี..... การปรับปรุงระบบควบคุมแบบทำซ้ำ ($f_{sw} = 10\text{kHz}$).....	62
3.38 ค่าความผิดพลาดของแรงดันด้านออกในกรณีโพลความต้านทานเมื่อมีการปรับปรุง.... ระบบควบคุมแบบทำซ้ำ ($f_{sw} = 10\text{kHz}$).....	62
3.39 รูปคลื่นของแรงดันด้านออกและกระแสโพลในกรณีโพลความต้านทานเมื่อมีการ.... ปรับปรุงระบบควบคุมแบบทำซ้ำ ($f_{sw} = 20\text{kHz}$).....	63
3.40 ค่าความผิดพลาดของแรงดันด้านออกในกรณีโพลความต้านทานเมื่อมีการปรับปรุง.... ระบบควบคุมแบบทำซ้ำ ($f_{sw} = 20\text{kHz}$).....	63
3.41 รูปคลื่นของแรงดันด้านออกและกระแสโพลในกรณีโพลความต้านทานเมื่อมี การปรับปรุงระบบควบคุมแบบทำซ้ำ ($f_{sw} = 40\text{kHz}$).....	64
3.42 ค่าความผิดพลาดของแรงดันด้านออกในกรณีโพลความต้านทานเมื่อมีการปรับปรุง ระบบควบคุมแบบทำซ้ำ ($f_{sw} = 40\text{kHz}$).....	64

สารบัญภาพ (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.43 รูปคลื่นของแรงดันด้านออกและกระแสไหลในกรณีไหลวงจรเรียงกระแส..... เมื่อมีการปรับปรุงระบบควบคุมแบบทำซ้ำ ($f_{sw} = 20\text{kHz}$).....	65
3.44 ค่าความผิดพลาดของแรงดันด้านออกในกรณีไหลวงจรเรียงกระแส..... เมื่อมีการปรับปรุงระบบควบคุมแบบทำซ้ำ ($f_{sw} = 20\text{kHz}$).....	65
4.1 โครงสร้างของฮาร์ดแวร์โดยรวมของระบบ.....	67
4.2 ลำดับการเขียนโปรแกรมวงรอบล๊อคเฟส.....	69
4.3 ลำดับการเขียนโปรแกรมในการควบคุมแรงดันบัลไฟตรง.....	69
4.4 ลำดับการเขียนโปรแกรมควบคุมแรงดันด้านออก.....	70
4.5 ไตอะแกรมเวลาการทำงานของซอฟต์แวร์ทั้งหมด.....	72
5.1 แรงดันด้านเข้า, กระแสด้านเข้า, แรงดันด้านออกและกระแสไหลของวงจรแปลงผันกำลัง เมื่อใช้ตัวควบคุมแบบเดดบิท และ โหลดความต้านทาน 200 วัตต์.....	74
5.2 แรงดันด้านออกและกระแสไหลของวงจรแปลงผันกำลังเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบเดดบิท... และ โหลดความต้านทาน 200 วัตต์	74
5.3 แรงดันด้านเข้า, กระแสด้านเข้า, แรงดันด้านออกและกระแสไหลของวงจรแปลงผันกำลัง เมื่อใช้ตัวควบคุมแบบป้อนกลับตัวแปรสถานะที่สภาวะไร้โหลด.....	79
5.4 แรงดันด้านออกและกระแสไหลของวงจรแปลงผันกำลังเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบป้อนกลับ.. ตัวแปรสถานะ ที่สภาวะไร้โหลด.....	79
5.5 สเปกตรัมของกระแสด้านเข้าเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบป้อนกลับตัวแปรสถานะที่..... สภาวะไร้โหลด.....	80
5.6 สเปกตรัมของแรงดันด้านออกเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบป้อนกลับตัวแปรสถานะที่..... สภาวะไร้โหลด.....	80
5.7 แรงดันด้านเข้า, กระแสด้านเข้า, แรงดันด้านออกและกระแสไหลของวงจรแปลงผัน..... กำลังเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบป้อนกลับตัวแปรสถานะ (โหลดความต้านทาน 140 วัตต์).....	81
5.8 แรงดันด้านออกและกระแสไหลของวงจรแปลงผันกำลังเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบป้อนกลับ.. ตัวแปรสถานะ (โหลดความต้านทาน 140 วัตต์).....	81
5.9 สเปกตรัมของกระแสด้านเข้าเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบป้อนกลับตัวแปรสถานะ..... (โหลดความต้านทาน 140 วัตต์).....	82
5.10 สเปกตรัมของแรงดันด้านออกเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบป้อนกลับตัวแปรสถานะ..... (โหลดความต้านทาน 140 วัตต์).....	82

สารบัญภาพ (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.11 แรงดันด้านเข้า, กระแสด้านเข้า, แรงดันด้านออกและกระแสไหลของวงจรแปลงผันกำลัง เมื่อใช้ตัวควบคุมแบบป้อนกลับตัวแปรสถานะ (โหลดความต้านทาน 250 วัตต์).....	83
5.12 แรงดันด้านออกและกระแสไหลของวงจรแปลงผันกำลังเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบป้อนกลับ.. ตัวแปรสถานะ (โหลดความต้านทาน 250 วัตต์).....	83
5.13 สเปกตรัมของกระแสด้านเข้าเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบป้อนกลับตัวแปรสถานะ..... (โหลดความต้านทาน 250 วัตต์).....	84
5.14 สเปกตรัมของแรงดันด้านออกเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบป้อนกลับตัวแปรสถานะ..... (โหลดความต้านทาน 250 วัตต์)	84
5.15 แรงดันด้านเข้า, กระแสด้านเข้า, แรงดันด้านออกและกระแสไหลของวงจรแปลงผันกำลัง.. เมื่อใช้ตัวควบคุมแบบป้อนกลับตัวแปรสถานะ (โหลดความต้านทาน 400 วัตต์).....	85
5.16 แรงดันด้านออกและกระแสไหลของวงจรแปลงผันกำลังเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบป้อนกลับ. ตัวแปรสถานะ (โหลดความต้านทาน 400 วัตต์).....	85
5.17 สเปกตรัมของกระแสด้านเข้าเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบป้อนกลับตัวแปรสถานะ..... (โหลดความต้านทาน 400 วัตต์).....	86
5.18 สเปกตรัมของแรงดันด้านออกเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบป้อนกลับตัวแปรสถานะ..... (โหลดความต้านทาน 400 วัตต์).....	86
5.19 แรงดันด้านเข้า, กระแสด้านเข้า, แรงดันด้านออกและกระแสไหลของวงจรแปลงผันกำลัง เมื่อใช้ตัวควบคุมแบบป้อนกลับตัวแปรสถานะ (โหลด 270VA 0.71 p.f lagging).....	87
5.20 แรงดันด้านออกและกระแสไหลของวงจรแปลงผันกำลังเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบป้อนกลับ ตัวแปรสถานะ (โหลด 270VA. 0.7 p.f lagging).....	87
5.21 สเปกตรัมของกระแสด้านเข้าเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบป้อนกลับตัวแปรสถานะ..... (โหลด 270VA. 0.71 p.f lagging).....	88
5.22 สเปกตรัมของแรงดันด้านออกเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบป้อนกลับตัวแปรสถานะ..... (โหลด 270VA 0.7 p.f lagging).....	88
5.23 แรงดันด้านเข้า, กระแสด้านเข้า, แรงดันด้านออกและกระแสไหลของวงจรแปลงผันกำลัง เมื่อใช้ตัวควบคุมแบบป้อนกลับตัวแปรสถานะ (โหลด 360VA 0.9 p.f lagging).....	89
5.24 แรงดันด้านออกและกระแสไหลของวงจรแปลงผันกำลังเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบป้อนกลับ ตัวแปรสถานะ (โหลด 360VA. 0.9 p.f lagging).....	89

สารบัญภาพ (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.25 สเปกตรัมของกระแสด้านเข้าเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบป้องกันกลับตัวแปรสถานะ..... (โหลด 360VA, 0.9 p.f lagging).....	90
5.26 สเปกตรัมของแรงดันด้านออกเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบป้องกันกลับตัวแปรสถานะ..... (โหลด 360VA 0.9 p.f lagging).....	90
5.27 แรงดันด้านเข้า, กระแสด้านเข้า, แรงดันด้านออกและกระแสโหลดของวงจรแปลงผันกำลัง เมื่อใช้ตัวควบคุมแบบป้องกันกลับตัวแปรสถานะ(โหลดวงจรเรียงกระแส).....	91
5.28 แรงดันด้านออกและกระแสโหลดของวงจรแปลงผันกำลังเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบป้องกัน ตัวแปรสถานะ (โหลดวงจรเรียงกระแส).....	91
5.29 สเปกตรัมของกระแสด้านเข้าเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบป้องกันกลับตัวแปรสถานะ..... (โหลดวงจรเรียงกระแส).....	92
5.30 สเปกตรัมของแรงดันด้านออกเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบป้องกันกลับตัวแปรสถานะ..... (โหลดวงจรเรียงกระแส).....	92
5.31 แรงดันด้านเข้า, กระแสด้านเข้า, แรงดันด้านออกและกระแสโหลดของวงจรแปลงผันกำลัง เมื่อใช้ตัวควบคุมแบบทำซ้ำ ที่สภาวะไร้โหลด.....	97
5.32 แรงดันด้านออกและกระแสโหลดของวงจรแปลงผันกำลังเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบทำซ้ำ... ที่สภาวะไร้โหลด	97
5.33 สเปกตรัมของกระแสด้านเข้าเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบทำซ้ำที่สภาวะไร้โหลด.....	98
5.34 สเปกตรัมของแรงดันด้านออกเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบทำซ้ำที่สภาวะไร้โหลด	98
5.35 แรงดันด้านเข้า, กระแสด้านเข้า, แรงดันด้านออกและกระแสโหลดของวงจรแปลงผันกำลัง เมื่อใช้ตัวควบคุมแบบทำซ้ำ (โหลดความต้านทาน 140 วัตต์).....	99
5.36 แรงดันด้านออกและกระแสโหลดของวงจรแปลงผันกำลังเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบทำซ้ำ.... (โหลดความต้านทาน 140 วัตต์).....	99
5.37 สเปกตรัมของกระแสด้านเข้าเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบทำซ้ำ	100
(โหลดความต้านทาน 140 วัตต์).....	100
5.38 สเปกตรัมของแรงดันด้านออกเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบทำซ้ำ..... (โหลดความต้านทาน 140 วัตต์).....	100
5.39 แรงดันด้านเข้า, กระแสด้านเข้า, แรงดันด้านออกและกระแสโหลดของวงจรแปลงผันกำลัง เมื่อใช้ตัวควบคุมแบบทำซ้ำ (โหลดความต้านทาน 250 วัตต์).....	101
5.40 แรงดันด้านออกและกระแสโหลดของวงจรแปลงผันกำลังเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบทำซ้ำ.. (โหลดความต้านทาน 250 วัตต์).....	101

สารบัญภาพ (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.41 สเปกตรัมของกระแสด้านเข้าเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบทำซ้ำ..... (โหลดความต้านทาน 250 วัตต์).....	102
5.42 สเปกตรัมของแรงดันด้านออกเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบทำซ้ำ..... (โหลดความต้านทาน 250 วัตต์).....	102
5.43 แรงดันด้านเข้า, กระแสด้านเข้า, แรงดันด้านออกและกระแสโหลดของวงจรแปลงผันกำลัง เมื่อใช้ตัวควบคุมแบบทำซ้ำ (โหลดความต้านทาน 400 วัตต์).....	103
5.44 แรงดันด้านออกและกระแสโหลดของวงจรแปลงผันกำลังเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบทำซ้ำ... (โหลดความต้านทาน 400 วัตต์).....	103
5.45 สเปกตรัมของกระแสด้านเข้าเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบทำซ้ำ..... (โหลดความต้านทาน 400 วัตต์).....	104
5.46 สเปกตรัมของแรงดันด้านออกเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบทำซ้ำ..... (โหลดความต้านทาน 400 วัตต์).....	104
5.47 แรงดันด้านเข้า, กระแสด้านเข้า, แรงดันด้านออกและกระแสโหลดของวงจรแปลงผันกำลัง เมื่อใช้ตัวควบคุมแบบทำซ้ำ (โหลด 270 VA 0.7 p.f. lagging).....	105
5.48 แรงดันด้านออกและกระแสโหลดของวงจรแปลงผันกำลังเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบทำซ้ำ .. (โหลด 270 VA 0.7 p.f. lagging).....	105
5.49 สเปกตรัมของกระแสด้านเข้าเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบทำซ้ำ..... (โหลด 270 VA 0.7 p.f. lagging).....	106
5.50 สเปกตรัมของแรงดันด้านออกเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบทำซ้ำ..... (โหลด 270 VA 0.7 p.f. lagging).....	106
5.51 แรงดันด้านเข้า, กระแสด้านเข้า, แรงดันด้านออกและกระแสโหลดของวงจรแปลงผันกำลัง เมื่อใช้ตัวควบคุมแบบทำซ้ำ (โหลด 350 VA 0.9 p.f. lagging).....	107
5.52 แรงดันด้านออกและกระแสโหลดของวงจรแปลงผันกำลังเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบทำซ้ำ .. (โหลด 350 VA 0.9 p.f. lagging).....	107
5.53 สเปกตรัมของกระแสด้านเข้าเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบทำซ้ำ..... (โหลด 350 VA 0.9 p.f. lagging).....	108
5.54 สเปกตรัมของแรงดันด้านออกเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบทำซ้ำ..... (โหลด 350 VA 0.9 p.f. lagging).....	108
5.55 แรงดันด้านเข้า, กระแสด้านเข้า, แรงดันด้านออกและกระแสโหลดของวงจรแปลงผันกำลัง เมื่อใช้ตัวควบคุมแบบทำซ้ำ (โหลดวงจรเรียงกระแส).....	109

สารบัญภาพ (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.56 แรงดันด้านออกและกระแสไหลของวงจรแปลงผันกำลังเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบทำซ้ำ (โหนดวงจรเรียงกระแส).....	109
5.57 สเปกตรัมของแรงดันด้านออกเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบทำซ้ำ..... (โหนดวงจรเรียงกระแส).....	110
5.58 สเปกตรัมของแรงดันด้านออกเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบทำซ้ำ..... (โหนดวงจรเรียงกระแส).....	110
ก.1 คำสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองผ่านต่ำ.....	116
ก.2 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของวงจรกรองผ่านต่ำแบบ FIR.....	117



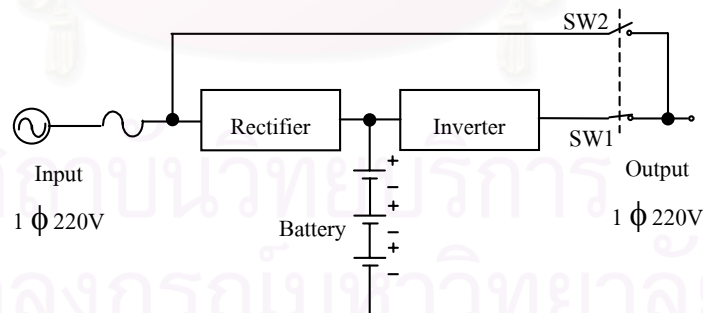
สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทที่ 1

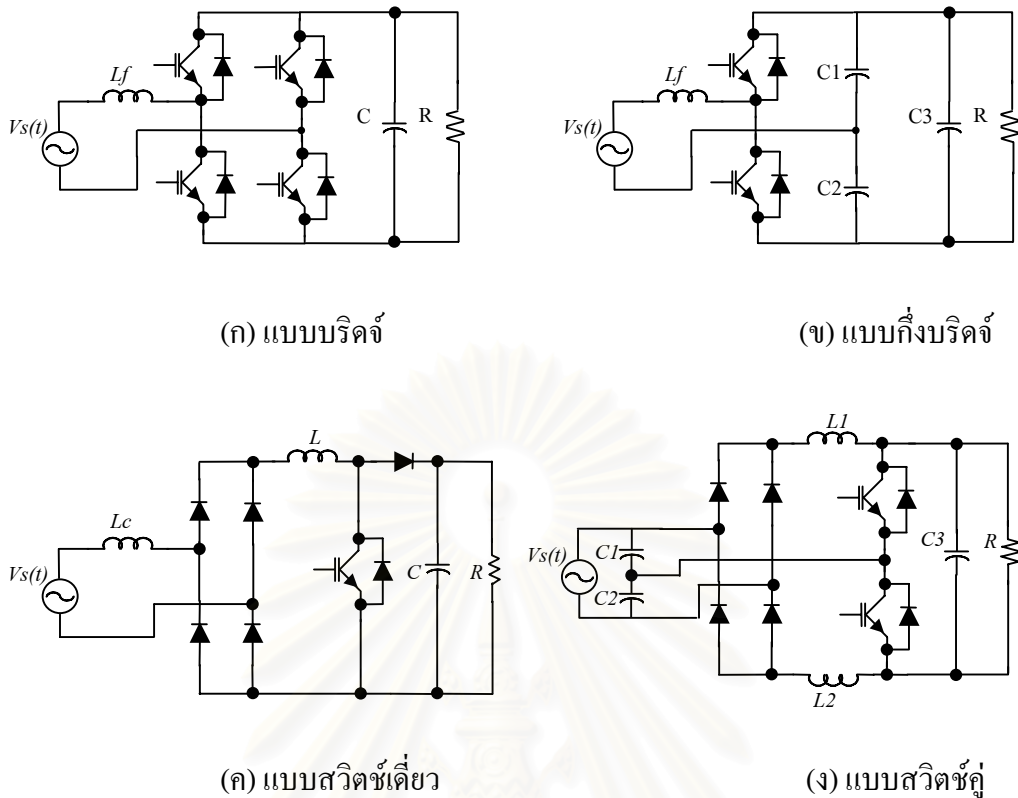
บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันนี้แหล่งจ่ายไฟต่อเนื่องนับว่าเป็นสิ่งจำเป็นอย่างมากในระบบอุตสาหกรรม บริษัท ตลอดจนบ้านพักอาศัย เพราะนอกจากจะช่วยให้การใช้ไฟฟ้าเป็นไปอย่างต่อเนื่องแล้วยังช่วยป้องกันไม่ให้เกิดความเสียหายแก่อุปกรณ์เครื่องใช้ไฟฟ้าอีกด้วย วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่ใช้กับแหล่งจ่ายไฟต่อเนื่องแบบเฟสเดียวโดยทั่วไปประกอบด้วยวงจรเรียงกระแสและวงจรอินเวอร์เตอร์ดังรูปที่ 1 ซึ่งในส่วนของวงจรเรียงกระแสจะก่อให้เกิดกระแสฮาร์มอนิกปะปนเข้าไปในระบบไฟฟ้า ทำให้เกิดปัญหาต่างๆตามมาเช่นก่อให้เกิดแรงดันไฟฟ้าเกินในคาปาซิเตอร์ที่ต่ออยู่กับระบบ เกิดการเพี้ยนของแรงดันที่รับจากระบบการไฟฟ้า ตลอดจนเข้าไปรบกวนการทำงานของระบบสื่อสาร เป็นต้น แนวทางการแก้ปัญหาทางหนึ่งอาจทำได้โดยการสร้างวงจรเรียงกระแสที่ไม่ผลิตกระแสฮาร์มอนิกหรือผลิตออกมาในปริมาณน้อยโดยใช้เทคนิคการสวิตช์ ซึ่งเราเรียกววงจรเรียงกระแสลักษณะดังกล่าวว่า วงจรเรียงกระแสแบบวิธีสวิตช์ (Switched-Mode Rectifier) ซึ่งมีอยู่ด้วยกันหลายโครงสร้างด้วยกัน เช่น แบบบริดจ์, แบบกึ่งบริดจ์, แบบสวิตช์เดี่ยว และแบบสวิตช์คู่ ดังแสดงในรูปที่ 1.2



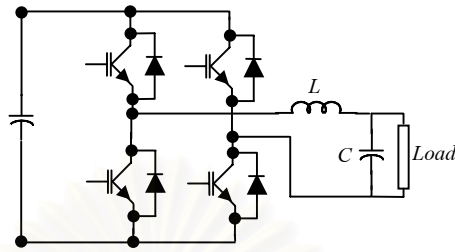
รูปที่ 1.1 โครงสร้างของแหล่งจ่ายไฟต่อเนื่องโดยทั่วไป



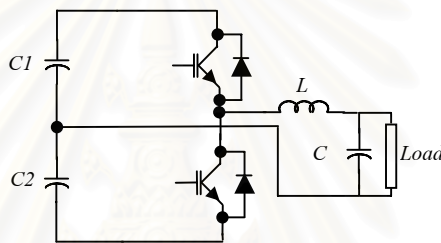
รูปที่ 1.2 วงจรเรียงกระแสแบบวิธีสวิตช์แบบต่างๆ

วงจรเรียงกระแสแบบวิธีสวิตช์ในแต่ละแบบต่างมีข้อดีและข้อเสียที่แตกต่างกัน ยกตัวอย่างเช่น วงจรเรียงกระแสแบบวิธีสวิตช์แบบบริดจ์และแบบกึ่งบริดจ์แม้จะมีคุณสมบัติในการปรับปรุงรูปคลื่นกระแสทางด้านเข้าให้มีรูปร่างใกล้เคียงไซน์ได้ดี แต่ก็จำเป็นต้องใช้การควบคุมที่ยุ่งยาก โดยมีการตรวจจับกระแสและแรงดันทางด้านแหล่งจ่ายมาใช้ในการควบคุมการสวิตช์ ส่วนวงจรเรียงกระแสแบบวิธีสวิตช์แบบสวิตช์เดี่ยวแม้มีวิธีการควบคุมที่ง่ายและใช้สวิตช์กำลังเพียง 1 ตัว แต่โครงสร้างของวงจรโดยรวมทำให้ไม่สามารถเลือกใช้อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังแบบแพ็คเกจที่มีอยู่ในปัจจุบัน อีกทั้งยังจำเป็นต้องใช้แรงดันไฟตรงที่มีค่าสูง เพื่อให้วงจรสามารถทำงานอยู่ในโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง ส่วนวงจรแบบสวิตช์คู่เป็นวงจรที่มีการควบคุมรูปคลื่นกระแสด้านเข้าที่ง่าย รวมทั้งการใช้สวิตช์กำลัง 2 ตัวผลัดกันทำงานทำให้ค่าระลอกของกระแสด้านเข้าจะมีขนาดเล็กกว่าวงจรแบบวิธีสวิตช์เดี่ยวซึ่งง่ายต่อการออกแบบวงจรกรอง นอกจากนี้ยังมีข้อได้เปรียบในการเลือกใช้อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังแบบแพ็คเกจได้ และแรงดันไฟตรงที่จำเป็นต้องใช้เพื่อให้วงจรทำงานอยู่ในโหมดกระแสไม่ต่อเนื่องมีค่าต่ำกว่าวงจรที่ใช้สวิตช์เดี่ยวอีกด้วย จึงเป็นวงจรที่มีความเหมาะสมที่จะใช้ในโครงการวิจัยนี้

ส่วนในภาควงจรอินเวอร์เตอร์ของแหล่งจ่ายไฟต่อเนื่องนั้นจะใช้เทคนิคการมอดูเลตเพื่อที่จะทำให้แรงดันไฟฟ้าด้านออกมีลักษณะเป็นไซน์ วงจรที่มีใช้กันทั่วไปจะมีอยู่ด้วยกัน 2 แบบคือ แบบบริดจ์ และ แบบกึ่งบริดจ์ ดังแสดงในรูปที่ 1.3



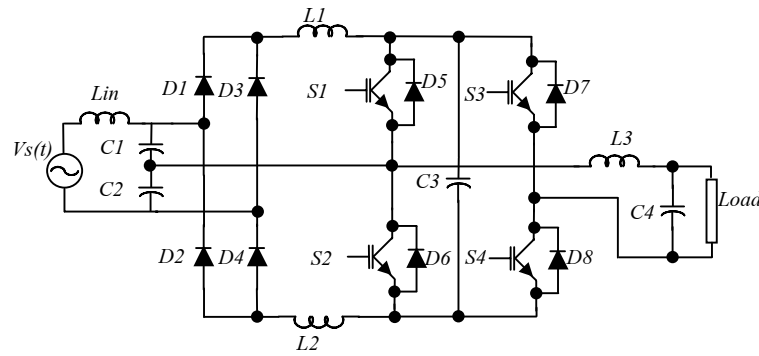
(ก) วงจรอินเวอร์เตอร์แบบบริดจ์



(ข) วงจรอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์

รูปที่ 1.3 วงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดต่างๆ

วงจรอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์นั้นมีข้อดีคือต้องการใช้สวิตช์กำลังเพียง 2 ตัวเท่านั้น แต่มีข้อเสียตรงที่แรงดันบัสไฟตรงที่จำเป็นจะมีค่าสูงกว่าการใช้วงจรอินเวอร์เตอร์แบบบริดจ์ประมาณ 2 เท่า ทำให้พิกัดแรงดันของสวิตช์กำลังที่ใช้มีค่าสูงไปด้วย อีกทั้งการใช้วงจรอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์จำเป็นที่จะต้องมีการควบคุมแรงดันที่จุดกึ่งกลางแรงดันบัสไฟตรงที่อาจมีการเลื่อน ซึ่งเกิดจากความไม่สมดุลของกระแสที่จ่ายออกจากตัวเก็บประจุ $C1$ และ $C2$ แต่หากเราเลือกใช้วงจรอินเวอร์เตอร์แบบบริดจ์แทน เราจะต้องใช้สวิตช์กำลังเมื่อคิดรวมวงจรเรียงกระแสแบบวิธีสวิตช์แบบสวิตช์คู่ทั้งหมดเป็นจำนวน 6 ตัว เราจึงเสนอแนวคิดในการพัฒนางจรรวมดังรูปที่ 1.4 ซึ่งเป็นการบูรณาการวงจรเรียงกระแสแบบวิธีสวิตช์แบบสวิตช์คู่และวงจรอินเวอร์เตอร์แบบบริดจ์เข้าด้วยกัน โดยใช้สวิตช์กำลังเพียง 4 ตัว และยังสามารถเลือกใช้อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังที่มีลักษณะเป็นแพ็คเกจได้ด้วย



รูปที่ 1.4 โครงสร้างวงจรแปลงผันกำลังที่นำเสนอ

วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่นำเสนอนี้มีข้อดีคือ

- 1) สามารถปรับปรุงรูปคลื่นของกระแสด้านเข้าให้มีรูปร่างใกล้เคียงไซน์และมีค่าตัวประกอบกำลังสูง
- 2) ใช้สวิตช์กำลังเพียง 4 ตัว แต่สามารถทำงานเป็นทั้งวงจรเรียงกระแสแบบวิธีสวิตช์และวงจรอินเวอร์เตอร์
- 3) สามารถเลือกใช้อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังแบบแพคเกจได้
- 4) โครงสร้างของวงจรและการควบคุมการทำงานของวงจร ไม่ยุ่งยากซับซ้อน

นอกจากนี้ปัญหาอย่างหนึ่งที่พบคือแหล่งจ่ายไฟต่อเนื่องส่วนใหญ่ไม่สามารถจ่ายแรงดันด้านออกที่เป็นไซน์ได้เมื่อโหลดมีลักษณะไม่เป็นเชิงเส้น ทำให้โหลดอื่นๆที่ต่อร่วมอยู่ด้วยได้รับแรงดันที่มีความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกส์ปะปนเข้าไปในระบบ งานวิจัยนี้จึงได้นำเสนอวิธีควบคุมแบบทำซ้ำที่จะช่วยให้แรงดันด้านออกของแหล่งจ่ายไฟต่อเนื่องมีลักษณะใกล้เคียงไซน์โดยตลอดแม้ในสภาวะโหลดไม่เป็นเชิงเส้น

1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

เพื่อศึกษา ออกแบบและสร้างวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าที่มีความเพี้ยนของทั้งกระแสด้านเข้าและแรงดันด้านออกต่ำโดยใช้โครงสร้างแบบใหม่ที่ต้องการสวิตช์กำลังจำนวนน้อย และการมีควบคุมที่ไม่ยุ่งยากซับซ้อน

1.3 ขอบเขตของการวิจัย

พัฒนาสร้างวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าโครงสร้างแบบใหม่ที่นำเสนอนี้ สำหรับนำไปใช้งานกับแหล่งจ่ายไฟต่อเนื่อง 1 เฟส ซึ่งมีคุณสมบัติดังนี้คือ

- 1) สามารถจ่ายกำลังไฟฟ้า 1 เฟส ขนาด 220 Volt 500 VA

- 2) สามารถปรับปรุงรูปคลื่นกระแสทางด้านเข้าให้มีค่ากระแสฮาร์โมนิกที่อันดับต่างๆ ไม่เกินค่ามาตรฐาน IEC 1000-3-2 Class A ดังตารางต่อไปนี้

ตารางที่ 1.1 Table-Limits for Class A equipment

Harmonic order N	Maximum permissible Harmonic current (A)
Odd harmonics	
3	2.30
5	1.14
7	0.77
9	0.40
11	0.33
13	0.21
$15 < n < 39$	$0.15 \ 15/n$
Even harmonics	
2	1.08
4	0.43
6	0.30
$8 < n < 40$	$0.23 \ 8/n$

1.4 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

- 1) สามารถพัฒนาแหล่งจ่ายไฟต่อเนื่อง 1 เฟส โดยใช้โครงสร้างแบบใหม่ที่ทำให้การวิจัยขึ้นมา
- 2) ช่วยลดปัญหาฮาร์โมนิกในระบบไฟฟ้ากำลังอันเกิดเนื่องจากวงจรเรียงกระแส
- 3) สามารถนำเทคนิคการควบคุมแรงดันไฟฟ้าด้านนอกที่นำเสนอไปใช้ได้กับอินเวอร์เตอร์ต่างๆไป
- 4) ผลการศึกษา วิจัย และพัฒนา สามารถที่จะนำไปใช้ในอุตสาหกรรมได้

1.5 วิธีการดำเนินการวิจัย

- 1) ศึกษาคุณสมบัติของวงจรเรียงกระแสแบบที่มีการปรับปรุงรูปคลื่นกระแสด้านเข้า
- 2) ศึกษาวิธีการมอดูเลตและวิธีการควบคุมวงจรเรียงกระแสแบบสวิตซ์ที่ใช้สวิตซ์คู่
- 3) ศึกษาวิธีการควบคุมแรงดันด้านออกของอินเวอร์เตอร์
- 4) จำลองการทำงานของวงจรโดยคอมพิวเตอร์ เพื่อศึกษาและวิเคราะห์การทำงานของวงจรแปลงผันกำลัง
- 5) ศึกษาและพัฒนาระบบควบคุม
- 6) ออกแบบและทดลองสร้างวงจรในแต่ละส่วน
- 7) แก้ไขปรับปรุงวงจรในแต่ละส่วน
- 8) นำวงจรแต่ละส่วนมาประกอบกันและทำการทดลองเพื่อแก้ไขส่วนบกพร่อง
- 9) ทำการทดสอบวงจรทั้งหมดและทดลองใช้งาน
- 10) ประเมินผล และเขียนวิทยานิพนธ์



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทที่ 2

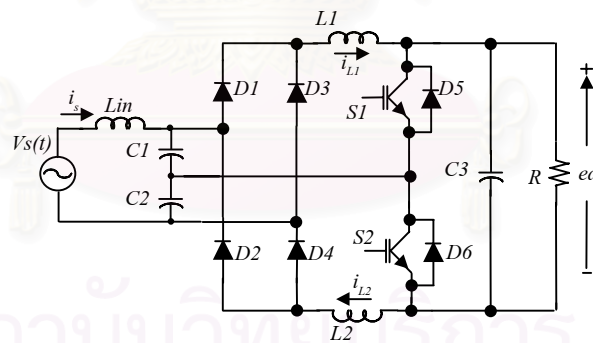
โครงสร้างและการทำงานของวงจรแปลงผันกำลัง

2.1 โครงสร้างของวงจรแปลงผันกำลัง

ในรูปที่ 1.4 ซึ่งแสดงวงจรแปลงกำลังไฟฟ้า 1 เฟสแบบใหม่ที่เราเสนอนั้น $L1$, $L2$, $S1$, $S2$, $D1$, $D2$, $D3$, $D4$, $D5$, $D6$, $C1$, $C2$ และ $C3$ เป็นส่วนที่ทำหน้าที่เป็นวงจรเรียงกระแสแบบวิธีสวิตช์ที่ช่วยให้กระแสทางด้านเข้ามีลักษณะเป็นไซน์ โดยมี Lin , $C1$ และ $C2$ ทำหน้าที่เป็นวงจรกรองความถี่การสวิตช์ออก ส่วนของวงจรแปลงผันกำลังที่ทำหน้าที่เป็นวงจรอินเวอร์เตอร์จะประกอบไปด้วย $S1$, $S2$, $S3$, $S4$, $D5$, $D6$, $D7$, $D8$, $C3$ โดยมี $L3$ และ $C4$ ทำหน้าที่เป็นวงจรกรองความถี่การสวิตช์ออก ต่อไปเราจะทำการอธิบายการทำงานของวงจรแปลงผันกำลังในแต่ละส่วนโดยละเอียด

2.2 หลักการทำงานของวงจรเรียงกระแสแบบวิธีสวิตช์

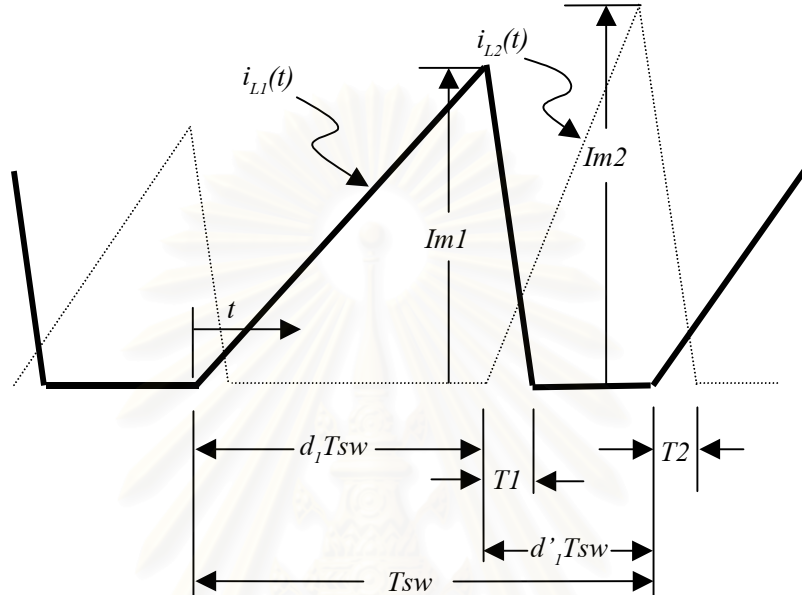
เนื่องจาก $S3$, $S4$, $D7$, $D8$, $L3$ และ $C4$ ไม่มีผลต่อการทำงานของวงจรเรียงกระแส ดังนั้นเพื่อให้ง่ายต่อการวิเคราะห์เราจะพิจารณาเฉพาะส่วนวงจรเรียงกระแสแบบวิธีสวิตช์ดังแสดงในรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 วงจรเรียงกระแสแบบวิธีสวิตช์

ในที่นี้จะอธิบายการทำงานของวงจรเรียงกระแสแบบวิธีสวิตช์ในรูปที่ 2.1 อย่างคร่าวๆเนื่องจากงานวิจัยก่อนหน้านี้ได้กล่าวถึงอย่างละเอียดแล้ว(เพิ่มศักดิ์ สุขศิริ, 2541) การทำงานของวงจรเรียงกระแสแบบสวิตช์นี้อาศัยหลักการของวงจรทบระดับ 2 วงจรต่อร่วมกันอยู่ในวงจรเดียวโดยมีตัวเก็บประจุฟอสลับ $C1$ และ $C2$ เป็นเสมือนแหล่งจ่ายของแต่ละวงจร ตัวเหนี่ยวนำ $L1$ และ $L2$ ทำหน้าที่สะสมพลังงานและคายพลังงานโดยที่กระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำจะทำงานในโหมดกระแสไม่ต่อเนื่องซึ่งหมายถึงว่ากระแสทางด้านเข้าก็จะมีลักษณะตามรูปคลื่นแรงดันของแหล่งจ่าย

ไฟจากการไฟฟ้านั้นเอง วงจรทระดับทั้งสองวงจรจะผลัดกันสะสมพลังงานและคายพลังงานที่ตัวเหนี่ยวนำโดยการควบคุมการนำกระแสของสวิตช์ $S1$ และ $S2$ ตามค่าวัฏจักรงานที่เรากำหนด ที่ค่าวัฏจักรงานใดๆ เราสามารถแสดงรูปคลื่นของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ $L1$ (เส้นทึบ) และ $L2$ (เส้นประ) เพื่อที่จะทำการพิจารณาสมการของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำในหนึ่งคาบการสวิตช์ได้ดังรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 รูปคลื่นกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ $L1$ (เส้นทึบ) และ $L2$ (เส้นประ)

กำหนด T_{sw} = คาบการสวิตช์, f_{sw} = ความถี่การสวิตช์

d_1 = ค่าวัฏจักรงานของสวิตช์ $S1$, d_2 = ค่าวัฏจักรงานของสวิตช์ $S2 = 1 - d_1$

$L1$ = ตัวเหนี่ยวนำตัวที่ 1, $L2$ = ตัวเหนี่ยวนำตัวที่ 2 และ $L1 = L2 = L$

$C1$ = ตัวเก็บประจุตัวที่ 1, $C2$ = ตัวเก็บประจุตัวที่ 2 และ $C1 = C2 = C$

$T1$ = ช่วงเวลาที่กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ $L1$ ลดลงเป็นศูนย์ในกรณี $v_s(t) > 0$

$T2$ = ช่วงเวลาที่กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ $L2$ ลดลงเป็นศูนย์ในกรณี $v_s(t) > 0$

$i_s(t)$ = กระแสทางด้านเข้าที่เวลาใดๆ

$i_{L1}(t)$ = กระแสขณะใดๆที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำตัวที่ 1

$i_{L2}(t)$ = กระแสขณะใดๆที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำตัวที่ 2

$Im1$ = ค่ายอดของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำตัวที่ 1 ในกรณี $v_s(t) > 0$

$Im2$ = ค่ายอดของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำตัวที่ 2 ในกรณี $v_s(t) > 0$

v_{c1} = แรงดันตกคร่อมคาปาซิเตอร์ $C1$, v_{c2} = แรงดันตกคร่อมคาปาซิเตอร์ $C2$

ed = แรงดันบัสไฟตรง, $v_s(t)$ = แรงดันแหล่งจ่ายไฟจากการไฟฟ้า

จากการวิเคราะห์การทำงานของวงจรทำให้เราได้ความสัมพันธ์ต่างๆดังนี้คือ

1) กรณี $V_s(t) > 0$

$$i_{L1}(t) = \begin{cases} \frac{v_{c1}(t)}{L} \cdot t & ; 0 < t < d_1 T_{sw} \\ \text{Im}1 - \frac{(ed - v_{c1}(t)) \cdot (t - d_1 \cdot T_{sw})}{L} & ; d_1 T_{sw} < t < d_1 T_{sw} + T1 \\ 0 & ; d_1 T_{sw} + T1 < t < T_{sw} \end{cases} \quad (2.1)$$

$$\text{Im}1 = \frac{v_{c1}(t)}{L} \cdot d_1 \cdot T_{sw} \quad (2.2)$$

$$T1 = \frac{v_{c1}(t)}{ed - v_{c1}(t)} \cdot d_1 \cdot T_{sw} \quad (2.3)$$

$$i_{L2}(t') = \begin{cases} \frac{v_{c2}(t')}{L} \cdot t' & ; 0 < t' < d_1' T_{sw} \\ \text{Im}2 - \frac{(ed - v_{c2}(t')) \cdot (t' - d_1' T_{sw})}{L} & ; d_1' T_{sw} < t' < d_1' T_{sw} + T2 \\ 0 & ; d_1' T_{sw} + T2 < t' < T_{sw} \end{cases} \quad (2.4)$$

$$\text{Im}2 = \frac{v_{c2}(t')}{L} \cdot d_1' T_{sw} \quad (2.5)$$

$$T_2 = \frac{v_{c2}(t')}{ed - v_{c2}(t')} \cdot d_1' T_{sw} \quad (2.6)$$

โดยที่ $t' = t + d_1 T_{sw}$

2) กรณี $V_s(t) < 0$

$$i_{L1}(t) = \begin{cases} \frac{v_{c2}(t)}{L} \cdot t & ; 0 < t < d_1 T_{sw} \\ Im1 - \frac{(ed - v_{c2}(t)) \cdot (t - d_1 \cdot T_{sw})}{L} & ; d_1 T_{sw} < t < d_1 T_{sw} + T1 \\ 0 & ; d_1 T_{sw} + T1 < t < T_{sw} \end{cases} \quad (2.7)$$

$$Im'1 = \frac{v_{c2}(t)}{L1} \cdot d_1 \cdot T_{sw} \quad (2.8)$$

$$T1' = \frac{v_{c2}(t)}{ed - v_{c2}(t)} \cdot d_1 \cdot T_{sw} \quad (2.9)$$

$$i_{L2}(t') = \begin{cases} \frac{v_{c1}(t')}{L} \cdot t' & ; 0 < t' < d_1' T_{sw} \\ Im2 - \frac{(ed - v_{c1}(t')) \cdot (t' - d_1' T_{sw})}{L} & ; d_1' T_{sw} < t' < d_1' T_{sw} + T2 \\ 0 & ; d_1' T_{sw} + T2 < t' < T_{sw} \end{cases} \quad (2.10)$$

$$Im2' = \frac{v_{c1}(t')}{L} \cdot d_1' T_{sw} \quad (2.11)$$

$$T2' = \frac{v_{c1}(t')}{ed - v_{c1}(t')} \cdot d_1' T_{sw} \quad (2.12)$$

โดยที่ $T1'$ = ช่วงเวลาที่กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ $L1$ ลดลงเป็นศูนย์ในกรณี $v_s(t) < 0$

$T2'$ = ช่วงเวลาที่กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ $L2$ ลดลงเป็นศูนย์ในกรณี $v_s(t) < 0$

$Im1'$ = ค่ายอดของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำตัวที่ 1 ในกรณี $v_s(t) < 0$

$Im2'$ = ค่ายอดของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำตัวที่ 2 ในกรณี $v_s(t) < 0$

เงื่อนไขแรงดันเพื่อให้วงจรทำงานในโหมดกระแสไม่ต่อเนื่องคือ

$$ed \gg v_{c1}(t) \quad \text{และ} \quad ed \gg v_{c2}(t) \quad (2.13)$$

ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสด้านเข้า $i_s(t)$ กับกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำทั้งสองจะเป็นไปตามสมการ

$$i_s(t) = \frac{i_{L1}(t) + i_{L2}(t)}{2} + \frac{C \cdot dv_s(t)}{2dt} \quad (2.14)$$

จากนี้เราจะทำการหาค่ากระแสเฉลี่ยต่อคาบการสวิตช์ที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำทั้งสอง เพื่อจะได้หาค่าเฉลี่ยต่อคาบการสวิตช์ของกระแสด้านเข้าต่อไป

1) กรณี $V_s(t) > 0$

$$\overline{i_{L1}(t)} = \frac{1}{T_{sw}} \cdot \left[\int_0^{T_{sw}} i_{L1}(t) \cdot dt \right] = \frac{\overline{v_{C1}(t)} \cdot ed \cdot T_{sw}}{2L \cdot (ed - v_{C1}(t))} d_1^2(t) \quad (2.15)$$

$$\overline{i_{L2}(t)} = \frac{1}{T_{sw}} \cdot \left[\int_0^{T_{sw}} i_{L2}(t) \cdot dt \right] = \frac{\overline{v_{C2}(t)} \cdot ed \cdot T_{sw}}{2L \cdot (ed - v_{C2}(t))} d_1'^2(t) \quad (2.16)$$

โดยที่ “-” = ค่าเฉลี่ยต่อคาบการสวิตช์

จากสมการที่ (2.14), (2.15) และ (2.16) เราสามารถหาค่าเฉลี่ยของกระแสด้านเข้าต่อคาบการสวิตช์เมื่อแรงดันจากแหล่งจ่ายอยู่ในครึ่งคาบบวกได้เป็น

$$\overline{i_s(t)} = \frac{T_{sw}}{4L} \left[\frac{\overline{v_{c1}(t)} \cdot ed}{ed - v_{c1}(t)} d_1^2 + \frac{\overline{v_{c2}(t)} \cdot ed}{ed - v_{c2}(t)} d_1'^2 \right] + \frac{C \cdot dv_s(t)}{2dt} \quad (2.17)$$

2) กรณี $V_s(t) < 0$

$$\overline{i_{L1}(t)} = \frac{1}{T_{sw}} \cdot \left[\int_0^{T_{sw}} i_{L1}(t) \cdot dt \right] = \frac{\overline{v_{C2}(t)} \cdot ed \cdot T_{sw}}{2L \cdot (ed - v_{C2}(t))} d_1^2(t) \quad (2.18)$$

$$\overline{i_{L2}(t)} = \frac{1}{T_{sw}} \cdot \left[\int_0^{T_{sw}} i_{L2}(t) \cdot dt \right] = \frac{\overline{v_{C1}(t)} \cdot ed \cdot T_{sw}}{2L \cdot (ed - v_{C1}(t))} d_1'^2(t) \quad (2.19)$$

จากสมการที่ (2.14), (2.18) และ (2.19) เราสามารถหาค่าเฉลี่ยของกระแสด้านเข้าต่อคาบการสวิตช์เมื่อแรงดันจากแหล่งจ่ายอยู่ในครึ่งคาบลบได้เป็น

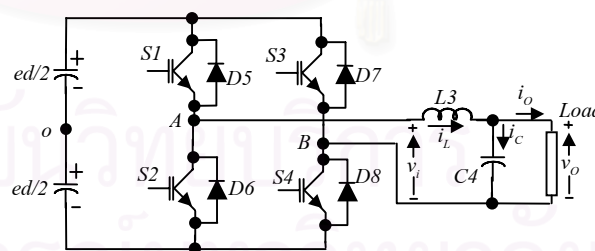
$$\overline{i_s(t)} = \frac{T_{sw}}{4L} \left[\frac{\overline{v_{c1}(t)} \cdot ed}{ed - v_{c1}(t)} d_1^2 + \frac{\overline{v_{c2}(t)} \cdot ed}{ed - v_{c2}(t)} d_2^2 \right] + \frac{C \cdot dv_s(t)}{2dt} \quad (2.20)$$

จากสมการที่ (2.17) และ (2.20) ทำให้เราทราบว่า รูปร่างของกระแสด้านเข้าจะมีความสัมพันธ์กับรูปร่างของแรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์ $C1$ และ $C2$, ความแตกต่างระหว่างแรงดันบัสไฟตรงกับแรงดันตกคร่อมคาปาซิเตอร์ $C1$ และ $C2$ และค่าฟังก์ชันวัฏจักรงานของคู่สวิตช์ $S1$ และ $S2$ ในขณะเดียวกันขนาดของกระแสจะมีความสัมพันธ์โดยตรงกับคาบการสวิตช์ T_{sw} นั้น หมายถึงเราสามารถใช้อาการสวิตช์เป็นตัวควบคุมแรงดันบัสไฟตรงให้มีค่าคงที่ได้ ซึ่งจะได้กล่าวโดยละเอียดในหัวข้อถัดไป

2.2 หลักการทำงานของอินเวอร์เตอร์แบบบริดจ์

วงจรอินเวอร์เตอร์แบบบริดจ์ที่มีวงจรกรอง LC ต่อร่วมอยู่ด้วยแสดงได้ดังรูปที่ 2.3 วงจรอินเวอร์เตอร์แบบบริดจ์มีข้อดีคือต้องการแรงดันบัสไฟตรงที่ต่ำกว่าวงจรอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์ประมาณครึ่งหนึ่ง แต่มีข้อเสียที่ใช้สวิตช์กำลังถึง 4 ตัว ซึ่งข้อเสียส่วนนี้จะถูกแก้ไขต่อไป

วิธีการควบคุมการสวิตช์แบบปรับความกว้างพัลส์ของอินเวอร์เตอร์แบบบริดจ์นี้มีด้วยกัน 2 วิธีด้วยกันคือ วิธีการขับนำสวิตช์ที่ใช้การสวิตช์แรงดันแบบสองขั้ว (bipolar voltage switching) และวิธีการขับนำสวิตช์ที่ใช้การสวิตช์แรงดันแบบขั้วเดียว (unipolar voltage switching) ในงานวิจัยนี้จะเลือกใช้วิธีการขับนำสวิตช์ที่ใช้การสวิตช์แรงดันแบบขั้วเดียว เนื่องจากมีข้อดีคือความถี่การสวิตช์ของรูปคลื่นแรงดันด้านออกเพิ่มขึ้นเป็นสองเท่าทำให้การกรองจะสะดวกขึ้นอีกทั้งทำให้การทำงานของคู่สวิตช์ $S1, S2$ และคู่สวิตช์ $S3, S4$ เป็นอิสระต่อกันซึ่งง่ายต่อการควบคุม



รูปที่ 2.3 วงจรอินเวอร์เตอร์แบบบริดจ์

พิจารณารูปที่ (2.3) กำหนดให้ o เป็นจุดกึ่งกลางของแหล่งจ่ายไฟตรง ed ถ้าเรา กำหนดให้ ค่าวัฏจักรงาน d_1 และ d_2 เป็นฟังก์ชันของเวลาดังนี้

$$d_1(t) = 0.5 + m_a \cdot \sin(\omega_a \cdot t) , d_2(t) = 0.5 - m_b \cdot \sin(\omega_a \cdot t) \quad (2.21)$$

โดยที่ $d_1(t)$ คือ ฟังก์ชันมอดูเลตวัฏจักรงานคู่สวิตช์ $S1, S2$

$d_2(t)$ คือ ฟังก์ชันมอดูเลตวัฏจักรงานคู่สวิตช์ $S3, S4$

m_a, m_b คือ ค่าดัชนีการมอดูเลตคู่สวิตช์ $S1, S2$ และ $S3, S4$ ตามลำดับ

ω_a คือ ความถี่การมอดูเลต

$$0 \leq m_a, m_b \leq 0.5$$

เราสามารถคำนวณได้ว่า

$$\overline{v_{AO}} = m_a \cdot ed \cdot \sin(\omega_a \cdot t) \quad , \quad \overline{v_{BO}} = -m_b \cdot ed \cdot \sin(\omega_a \cdot t) \quad (2.22)$$

นั่นคือ
$$\overline{v_{AB}} = \overline{v_i} = (m_a + m_b) \cdot ed \cdot \sin(\omega_a \cdot t) \quad (2.23)$$

โดยที่ v_i คือ แรงดันด้านออกของอินเวอร์เตอร์

จากสมการ (2.23) จะเห็นได้ว่าเราสามารถควบคุมขนาดของแรงดันด้านออกได้ โดยการปรับค่าดัชนีการมอดูเลต m_a และ m_b ที่เป็นอิสระต่อกัน สำหรับแรงดันบัสไฟตรง ed ที่จำเป็นในการสร้างแรงดันด้านออกนั้นหาได้จากความสัมพันธ์ (2.24)

$$ed \geq \frac{V_o}{\max(m_a) + \max(m_b)} \quad (2.24)$$

โดยที่ V_o คือ ค่าของแรงดันด้านออกที่ต้องการสร้าง

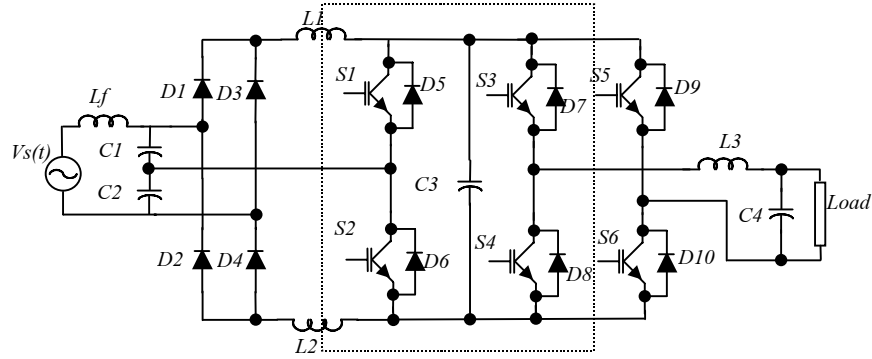
$\max(m_a)$ คือ ค่าสูงสุดของดัชนีการมอดูเลตคู่สวิตช์ $S1, S2$

$\max(m_b)$ คือ ค่าสูงสุดของดัชนีการมอดูเลตคู่สวิตช์ $S3, S4$

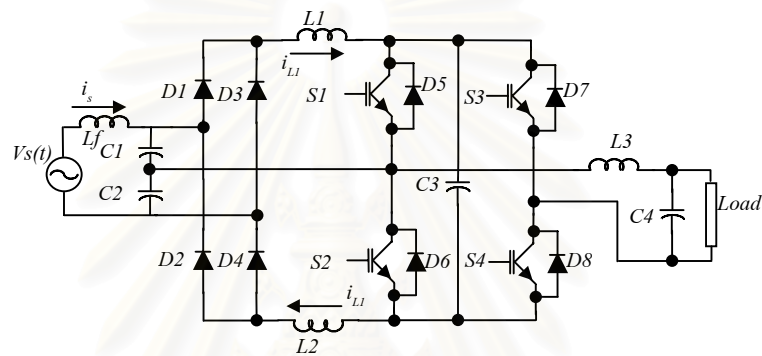
2.4 การรวมกันของวงจรเรียงกระแสแบบวิธีสวิตช์และวงจรอินเวอร์เตอร์

เมื่อเรานำเอาวงจรเรียงกระแสแบบวิธีสวิตช์ โครงสร้างแบบสวิตช์คู่และวงจรอินเวอร์เตอร์แบบบริดจ์มาต่อรวมกันจะได้วงจรเป็นดังรูปที่ 2.4 จากวงจรที่ได้จะพบว่าเราต้องใช้สวิตช์กำลังถึง 6 ตัวจึงสามารถทำงานเป็นวงจรเรียงกระแสแบบวิธีสวิตช์และวงจรอินเวอร์เตอร์ได้ ในงานวิจัยนี้จึงได้เสนอแนวคิดที่จะลดจำนวนสวิตช์กำลังที่ต้องการใช้ลง โดยการรวมเอาสวิตช์ $S1, S2$ และ $S3, S4$ เข้าด้วยกันกลายเป็นวงจรแปลงผันกำลังแบบใหม่ที่น่าเสนอ ดังรูปที่ 2.5

ผลการรวมกันนี้ทำให้วงจรเรียงกระแสแบบวิธีสวิตช์และวงจรอินเวอร์เตอร์ต้องใช้งานคู่สวิตช์ $S1, S2$ ร่วมกัน นั่นคือค่าดัชนีการมอดูเลต m_a จะมีผลต่อทั้งรูปคลื่นกระแสด้านเข้า, ขนาดของแรงดันด้านออกและแรงดันบัสไฟตรงที่จำเป็น ใ้ที่นี่เราจะพิจารณาการเลือกใช้ค่าดัชนีการมอดูเลต m_a ใน 2 กรณีดังนี้



รูปที่ 2.4 การรวมกันของวงจรเรียงกระแสแบบวิธีสวิตช์และวงจรอินเวอร์เตอร์



รูปที่ 2.5 วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าแบบใหม่ที่น่าเสนอ

ก. กรณีกำหนดค่าวัฏจักรงานของคู่สวิตช์ S_1, S_2 คงที่ที่ 50% ($m_a=0$)

การทำงานของวงจรเรียงกระแสแบบวิธีสวิตช์ในกรณีนี้จะเหมือนกับกรณีดั้งเดิม (เพิ่มศักดิ์ สุขศิริ, 2541) กล่าวคือวงจรทระดับทั้งสองจะมีความสมมาตรกัน ทำให้แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ $C1, C2$ มีค่าเท่ากันเท่ากับครึ่งหนึ่งของแรงดันแหล่งจ่ายไฟดังสมการ

$$v_{C1}(t) = v_{C2}(t) = \frac{v_s(t)}{2} \quad (2.25)$$

โดยที่ $d_1(t) = d'_1(t) = 0.5$

เมื่อเราแทนค่าสมการ (2.25) ลงในสมการที่ (2.17) และ (2.20) จะได้สมการค่าเฉลี่ยต่อการสวิตช์ของกระแสด้านเข้าเป็น

$$\overline{i_s(t)} = \frac{v_s(t) \cdot T_{sw}}{16 \cdot L} \left(\frac{2 \cdot ed}{2 \cdot ed - v_s(t)} \right) + \frac{C}{2} \cdot \frac{dv_s(t)}{dt} \quad (2.26)$$

และถ้า $ed \gg \frac{v_s(t)}{2}$ จะได้ว่า

$$\overline{i_s(t)} \approx \frac{T_{sw}}{16 \cdot L} \cdot v_s(t) + \frac{C}{2} \cdot \frac{dv_s(t)}{dt} \quad (2.27)$$

จากสมการที่ (2.26) และ (2.27) จะพบว่าเมื่อวัฏจักรงานของคู่สวิตช์คงที่ที่ 50% รูปร่างของกระแสด้านเข้าจะมีความสัมพันธ์โดยตรงกับรูปคลื่นของแรงดันแหล่งจ่ายของการไฟฟ้า และความแตกต่างระหว่างแรงดันบัสไฟตรงกับแรงดันตกคร่อมคาปาซิเตอร์ C_1 และ C_2 หากแรงดันจากการไฟฟ้ามีรูปร่างเป็นไซน์และแรงดันบัสไฟตรงมีค่ามากกว่าแรงดันตกคร่อมคาปาซิเตอร์ C_1 และ C_2 มากๆแล้ว กระแสด้านเข้าก็จะมีรูปคลื่นตามแรงดันแหล่งจ่ายและมีลักษณะเป็นไซน์ที่มีความเพี้ยนฮาร์มอนิกส์ต่ำด้วยดังแสดงตัวอย่างรูปคลื่นในส่วนต่างๆ โดยใช้โปรแกรม Pspice จำลองการทำงานได้ดังรูปที่ 2.6 ถึงรูปที่ 2.9 ซึ่งเรากำหนดค่าพารามิเตอร์ต่างๆของวงจรเรียงกระแสแบบวิธีสวิตช์ดังนี้

$$v_s(t) = 310 \sin(100\pi t), L1 = L2 = 3 \text{ mH}, L_{in} = 8 \text{ mH}, C1 = C2 = 10 \text{ uF}, C3 = 1000 \text{ uF}, f_{sw} = 2 \text{ kHz}, R = 800 \Omega$$

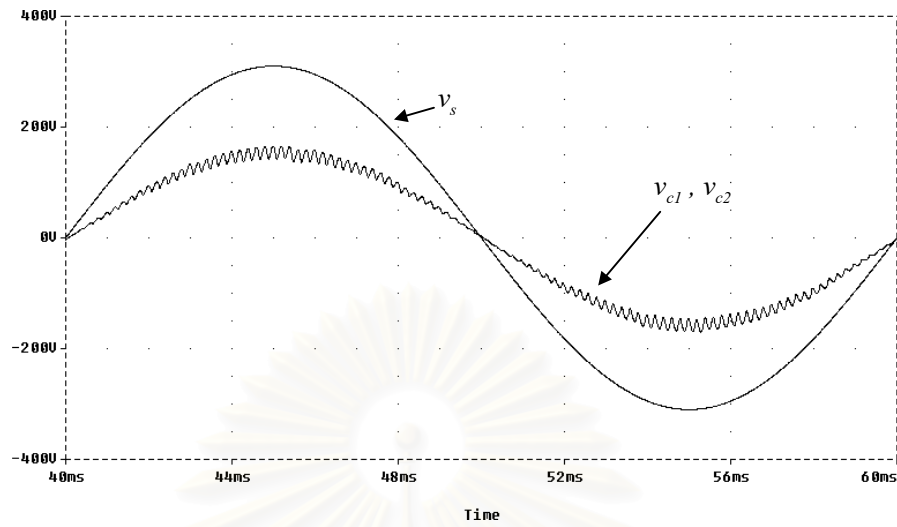
ในส่วนการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ เมื่อกำหนดให้ $m_a = 0$ และแทนค่าลงในสมการที่ (2.23) จะได้สมการ แรงดันด้านออกของอินเวอร์เตอร์เป็น

$$v_o(t) = m_b \cdot ed \cdot \sin(\omega_a \cdot t) \quad ; \quad 0 \leq m_b \leq 0.5 \quad (2.28)$$

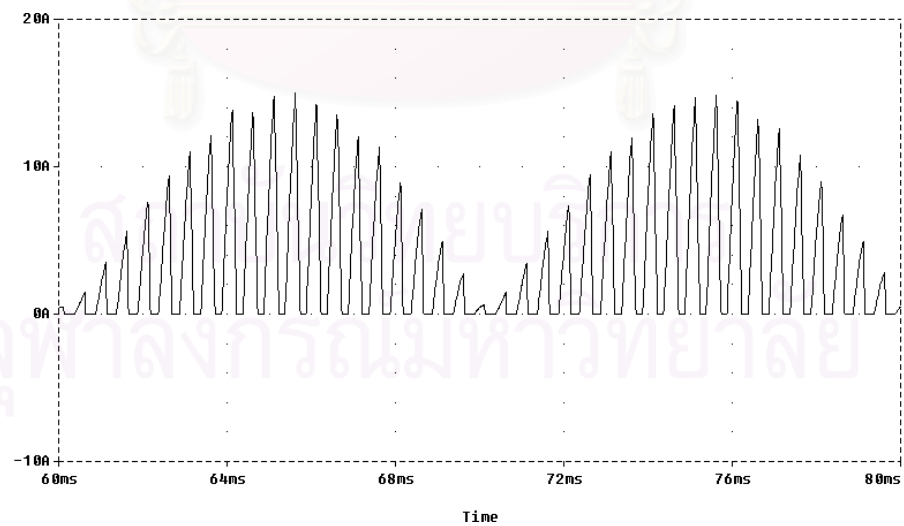
ในกรณีนี้วงจรอินเวอร์เตอร์จะทำงานเป็นวงจรอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์ ซึ่งจะมีข้อเสียตรงที่แรงดันบัสไฟตรงที่จำเป็นต้องใช้จะมีค่าสูง จากสมการ (2.24) เราสามารถคำนวณค่าแรงดันบัสไฟตรงที่จำเป็นได้เป็น

$$ed \geq 2 \cdot V_o \quad (2.29)$$

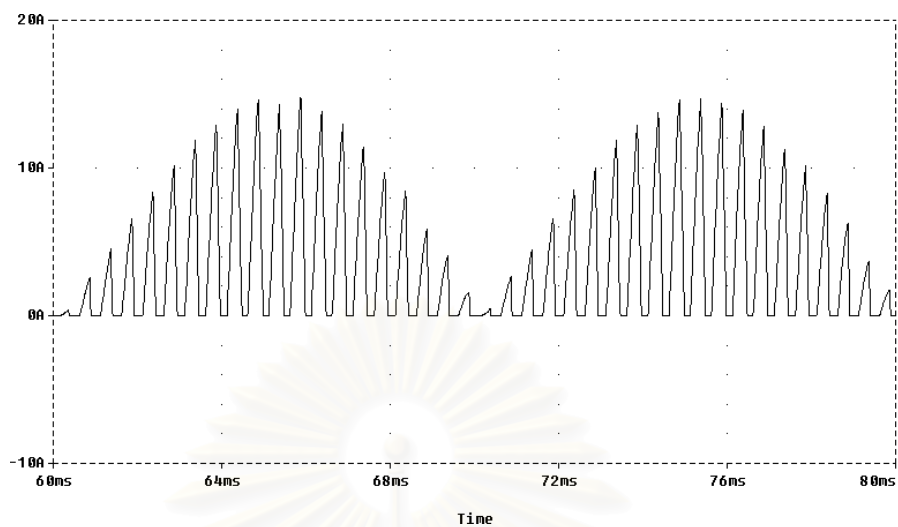
ซึ่งหากเราต้องสร้างแรงดันด้านออก 220 โวลต์ (rms) แรงดันบัสไฟตรงจะต้องมีค่าประมาณ 620 โวลต์ขึ้นไปทำให้พิกัดแรงดันของสวิตช์กำลังสูงขึ้นไปด้วย แต่อย่างไรก็ตามกรณีนี้จะมีข้อดีอยู่หลายประการด้วยกัน คือนอกจากจะได้กระแสด้านเข้าที่มีความเพี้ยนฮาร์มอนิกส์ต่ำแล้ววงจรอินเวอร์เตอร์สามารถสร้างแรงดันด้านออกได้หลายความถี่ตามต้องการดังที่มีการใช้งานวิจัยก่อนหน้านี้ (เพิ่มศักดิ์ สุขศิริ, 2541)



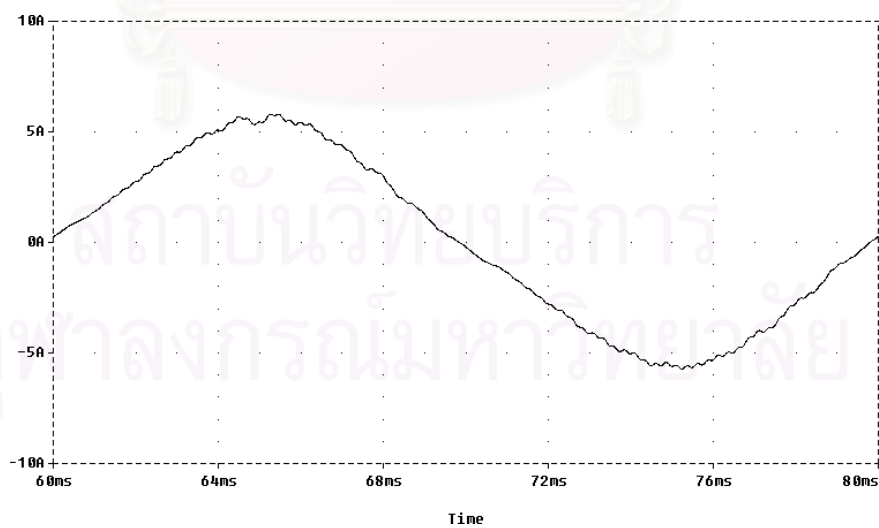
รูปที่ 2.6 รูปคลื่นแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ $C1, C2$ ที่ $m_a=0$



รูปที่ 2.7 รูปคลื่นกระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำ $L1$ กรณี $m_a=0$



รูปที่ 2.8 รูปคลื่นกระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำ $L2$ กรณี $m_a=0$



รูปที่ 2.9 รูปคลื่นกระแสด้านเข้า กรณี $m_a=0$

ข. กรณีมอดูเลตวัฏจักรงานของคู่สวิตช์ $S1, S2$ ด้วยฟังก์ชันไซน์ ($m_a \neq 0$)

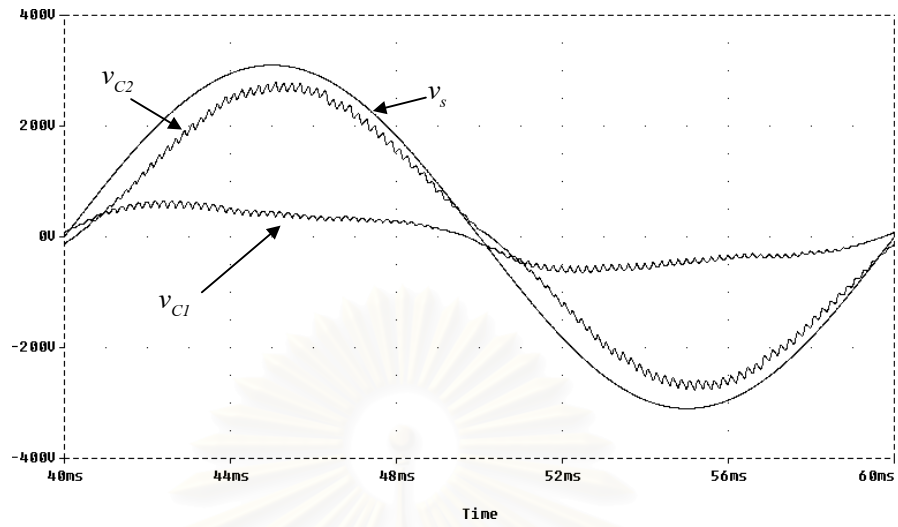
เราสามารถลดขนาดแรงดันไฟตรงลงได้โดยใช้ค่าดัชนีการมอดูเลต $m_a \neq 0$ แต่การมอดูเลตค่าวัฏจักรงานของคู่สวิตช์ $S1, S2$ จะทำให้เกิดความไม่สมมาตรขึ้นในวงจรทระดับทั้งสอง ทำให้แรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์ $C1, C2$ ไม่สมมาตรไปด้วยโดยมีค่าขึ้นอยู่กับค่าวัฏจักรงานของคู่สวิตช์ $S1, S2$ ตามสมการที่ (2.30)

$$\overline{v_{c1}(t)} \approx \frac{d_1'^2}{d_1^2 + d_1'^2} \cdot v_s(t) \quad \text{และ} \quad \overline{v_{c2}(t)} \approx \frac{d_1^2}{d_1^2 + d_1'^2} \cdot v_s(t) \quad (2.30)$$

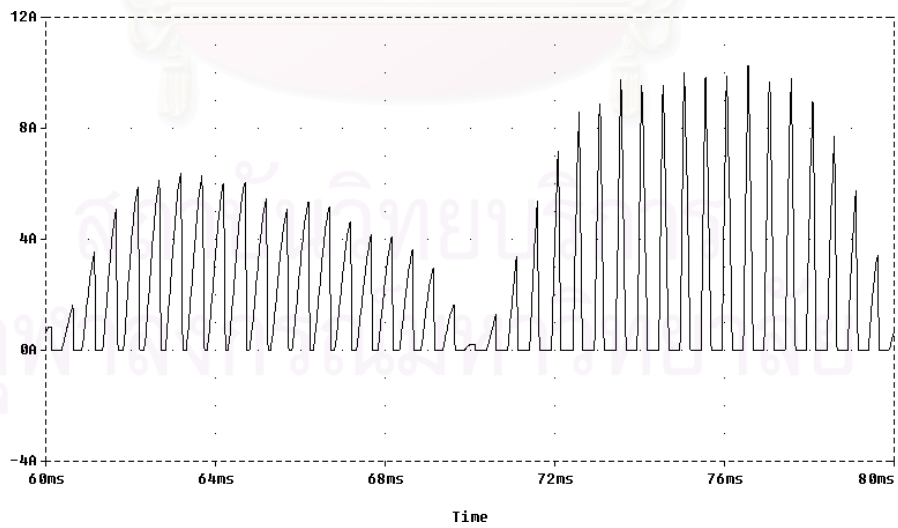
โดยที่ $d_1 = 0.5 + m_a \cdot \sin(\omega_a \cdot t)$

เมื่อแรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์ $C1, C2$ มีความไม่สมมาตรจะส่งผลให้กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำทั้งสองไม่สมมาตรกันด้วย ทำให้กระแสด้านเข้ามีความเพี้ยนฮาร์มอนิกปะปนเข้ามาดังแสดงตัวอย่างรูปคลื่นในส่วนต่างๆ ได้ดังรูปที่ 2.10 ถึงรูปที่ 2.13 ความเพี้ยนของกระแสด้านเข้าจะขึ้นอยู่กับค่าดัชนีการมอดูเลต m_a และความถี่การมอดูเลต ω_a ถ้าความถี่การมอดูเลตมีค่าไม่ตรงกับความถี่ของการไฟฟ้าจะก่อให้เกิดฮาร์มอนิกของความถี่นั้นปะปนที่กระแสด้านเข้าซึ่งไม่เกิดผลดีแก่ระบบ แต่ถ้าความถี่การมอดูเลตมีค่าตรงกับความถี่การไฟฟ้าแล้วทำการปรับค่าดัชนีการมอดูเลต m_a จะทำให้กระแสด้านเข้ามีความเพี้ยนมากขึ้นถ้า m_a มีค่ามากขึ้น แต่กรณีนี้อาจก่อให้เกิดประโยชน์แก่ระบบได้เนื่องจากวงจรอินเวอร์เตอร์จะทำงานเสมือนเป็นวงจรอินเวอร์เตอร์แบบบริดจ์ ซึ่งจากสมการ (2.24) พบว่าถ้าเราสามารถเพิ่มค่าดัชนีการมอดูเลต m_a ได้มากก็จะสามารถลดแรงดันบัสไฟตรงที่จำเป็นลงได้มาก ดังนั้นค่าดัชนีการมอดูเลต m_a ที่ใช้ควรจะมีค่าเหมาะสมที่ไม่ทำให้กระแสด้านเข้ามีความเพี้ยนฮาร์มอนิกต่างๆ ไม่เกินมาตรฐาน IEC 61000-3-2 Class A ซึ่งเราจะทำการวิเคราะห์ต่อไป

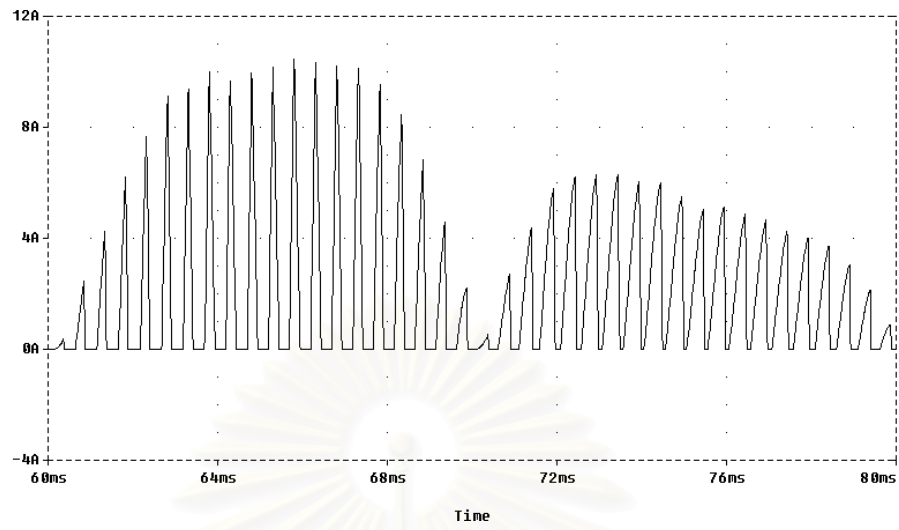
สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



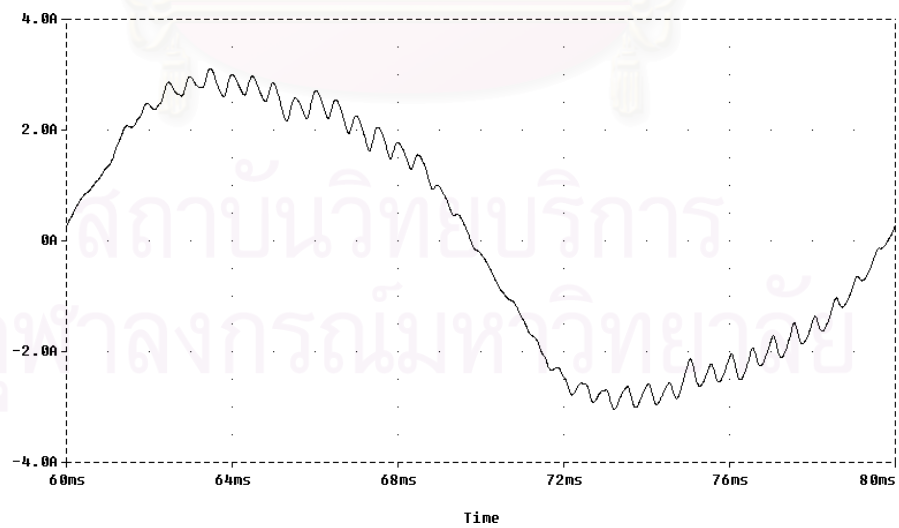
รูปที่ 2.10 รูปคลื่นแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ $C1$, $C2$ ที่ $m_a=0.3$



รูปที่ 2.11 รูปคลื่นกระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำ $L1$ กรณี $m_a=0.3$



รูปที่ 2.12 รูปคลื่นกระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_2 กรณี $m_a=0.3$

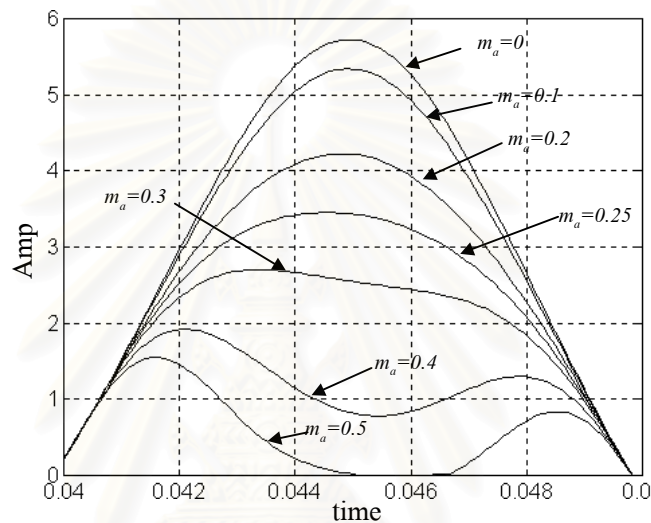


รูปที่ 2.13 รูปคลื่นกระแสด้านเข้า กรณี $m_a=0.3$

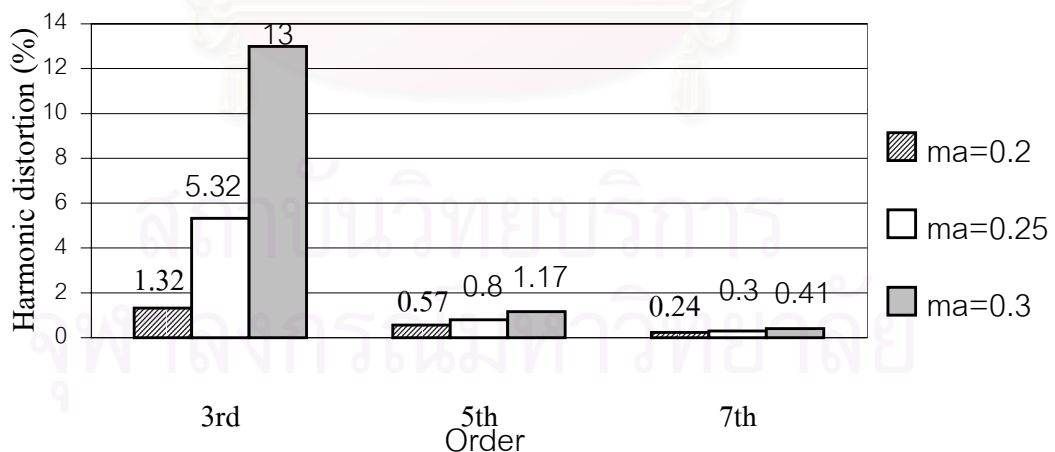
เพื่อให้ง่ายต่อการวิเคราะห์เราจะใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ MATLAB with SIMULINK ช่วยในการวิเคราะห์รูปคลื่นกระแสด้านเข้าโดยอาศัยสมการ (2.17), (2.20) และ (2.30) ซึ่งเรากำหนดค่าพารามิเตอร์ต่างๆของวงจรเรียงกระแสแบบวิธีสวิตซ์ดังนี้

$$v_s(t)=310\sin(100\pi t), L1=L2=0.48\text{ mH}, C1=C2=5\text{ }\mu\text{F}, f_{sw}=12.5\text{ kHz}, ed=480\text{ V}$$

เมื่อทำการแปรเปลี่ยนค่าดัชนีการมอดูเลตคู่สวิตซ์ m_a พบว่าลักษณะรูปร่างของกระแสด้านเข้าจะเปลี่ยนไปดังรูปที่ 2.14



รูปที่ 2.14 กระแสด้านเข้าในครึ่งคาบบวกเมื่อแปรค่า m_a



รูปที่ 2.15 ค่าเปอร์เซ็นต์ความเพี้ยนของกระแสด้านเข้าเมื่อแปรค่า m_a

จากรูปที่ 2.14 เราจะพบว่ารูปคลื่นของกระแสด้านเข้าจะมีความเพี้ยนมากขึ้นเมื่อค่าดัชนีการมอดูเลต m_a มีค่ามากขึ้น ค่าดัชนีการมอดูเลตที่เหมาะสมจึงจะอยู่ในช่วง 0.2-0.3 เนื่อง

จากไม่ทำให้กระแสด้านเข้ามีความเพี้ยนมากนัก เมื่อทำการวิเคราะห์เปอร์เซ็นต์ฮาร์มอนิกอันดับต่างๆเทียบกับขนาดของกระแสหลักมูลที่ค่าดัชนีการมอดูเลตระหว่าง 0.2-0.3 เป็นดังรูปที่ 2.15 ซึ่งตามมาตรฐาน IEC 1000-3-2 Class A ในตารางที่ 1 ได้กำหนดค่าความเพี้ยนฮาร์มอนิกอันดับที่ 3 คิดเป็นเปอร์เซ็นต์ประมาณ 14 %, อันดับที่ 5 ประมาณ 7.13% และอันดับที่ 7 ประมาณ 4.81% ดังนั้นจึงสามารถเพิ่มค่าดัชนีการมอดูเลตได้ถึง 0.3 แต่เนื่องจากในทางปฏิบัติปัจจัยความไม่อุดมคติต่างๆอาจทำให้ความเพี้ยนฮาร์มอนิกสูงกว่าค่าที่ได้จากการจำลองการทำงาน เราจึงเลือกใช้ค่าดัชนีการมอดูเลตอยู่ที่ 0.25 ($m_a=0.25$)

เมื่อเราเลือกค่าดัชนีการมอดูเลตอยู่ที่ $m_a=0.25$ วงจรอินเวอร์เตอร์ก็จะกลับมาทำงานเสมือนเป็นวงจรอินเวอร์เตอร์แบบบริดจ์ ในกรณีที่เรากำลังสร้างแรงดันด้านออกขนาด 220 โวลต์(rms) เราสามารถคำนวณจากสมการที่(2.14)ได้ว่าต้องใช้แรงดันบัสไฟตรงอย่างน้อยประมาณ 420 โวลต์ขึ้นไปแต่เราจะเลือกควบคุมแรงดันบัสไฟตรงอยู่ที่ 480 โวลต์ เพื่อเป็นการเผื่อแรงดันตกอันเนื่องมาจากผลกระทบจากเวลาประวิง (dead-time effect) และแรงดันตกคร่อมสวิตช์กำลัง ในกรณีจะเห็นว่าเราสามารถลดแรงดันบัสไฟตรงที่จำเป็นลงได้โดยที่วงจรยังสามารถทำงานได้เหมือนเดิมแต่มีข้อเสียตรงที่แรงดันด้านออกที่อินเวอร์เตอร์สร้างจะต้องมีความถี่ตรงกับความถี่ของแหล่งจ่ายไฟจากการไฟฟ้า เพราะหากความถี่ไม่ตรงกันจะทำให้เกิดความเพี้ยนของกระแสด้านเข้าอย่างมาก โครงสร้างวงจรแปลงผันกำลังนี้ที่ทำการมอดูเลตวัฏจักรงานของคู่สวิตช์ $S1, S2$ จึงมีความเหมาะสมกับงานที่มีความถี่ด้านเข้าตรงความถี่ด้านออกเช่น แหล่งจ่ายไฟต่อเนื่อง อันเป็นวัตถุประสงค์ของงานวิจัยนี้ทำการเสนอ

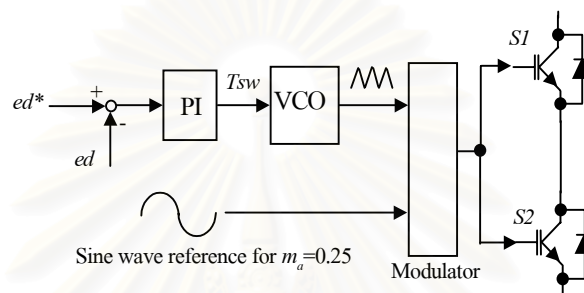
อย่างไรก็ตามถึงแม้ค่าดัชนีการมอดูเลต $m_a = 0.25$ จะเป็นค่าที่เหมาะสมในสภาวะโหลดพิกัดที่ความถี่การสวิตช์ 12.5 kHz แต่ในสภาวะโหลดเบาความถี่การสวิตช์จะมีค่าสูงขึ้นถึงประมาณ 33 kHz (งานวิจัยนี้วงจรทำงานอยู่ที่ย่านความถี่ 12.5kHz – 33kHz) ซึ่งผลจากเวลาประวิงจะทำให้แรงดันขาออกของอินเวอร์เตอร์มีค่าลดลงมาก ส่งผลให้เราต้องเพิ่มค่าแรงดันบัสไฟตรงขึ้นไปอีก เพื่อแก้ไขปัญหาเราจะยอมให้ค่าดัชนีการมอดูเลต m_a มีค่าเพิ่มขึ้นเป็น 0.3125 ได้เฉพาะในภาวะโหลดเบาที่ความถี่การสวิตช์มีค่ามากกว่า 25 kHz (โหลดมีค่าประมาณ 150W) เพื่อที่จะรักษาระดับแรงดันไฟตรงไว้ที่ประมาณ 480 เช่นเดิม

2.5 การควบคุมแรงดันบัสไฟตรง

จากสมการ (2.17) และ (2.20) เราพบว่าขนาดของกระแสด้านเข้ามีความสัมพันธ์โดยตรงกับคาบการสวิตช์ โดยเมื่อเราทำการลดคาบการสวิตช์ลงจะทำให้ขนาดของกระแสด้านเข้าลดลงและเมื่อเพิ่มคาบการสวิตช์จะให้ขนาดของกระแสด้านเข้าเพิ่มขึ้น ซึ่งเปรียบเสมือนเป็นการควบคุมการถ่ายเทพลังงานจากแหล่งจ่ายให้มาสะสมอยู่ที่ตัวเก็บประจุ $C3$ เราจึงใช้หลักการปรับคาบการสวิตช์ควบคุมแรงดันบัสไฟตรง

นอกจากขนาดของกระแสจะขึ้นอยู่กับคาบการสวิตช์ตามที่กล่าวมาข้างต้นแล้ว จากรูปที่ 2.14 เรายังพบว่าขนาดของกระแสยังขึ้นอยู่กับค่าดัชนีการมอดูเลตของคู่สวิตช์ $S1$, $S2$ อีกด้วย แต่เนื่องจากค่าดัชนีการมอดูเลตคู่สวิตช์ $S1$, $S2$ มีผลกระทบต่อความถี่ของกระแสด้านเข้าด้วย เราจึงไม่นำมาใช้ในการควบคุมแรงดันบัสไฟตรง

การควบคุมแรงดันบัสไฟตรงที่ใช้ในงานวิจัยนี้เป็นดังรูปที่ 2.16 เริ่มต้นด้วยการตรวจจับแรงดันบัสไฟตรงมาทำการเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง นำผลต่างของแรงดันที่ได้ไปผ่านตัวควบคุมแบบพีไอ เพื่อให้ได้เอาท์พุทออกมาเป็นคาบการสวิตช์



รูปที่ 2.16 บล็อกไดอะแกรมในการควบคุมแรงดันบัสไฟตรง

2.6 การออกแบบค่าความเหนี่ยวนำ $L1$ และ $L2$ ที่เหมาะสม

ในการออกแบบค่าความเหนี่ยวนำ $L1$ และ $L2$ ของวงจรเรียงกระแสแบบวิธีสวิตช์นั้นจะมีความสัมพันธ์กับหลายตัวแปรด้วยกันคือ พิกัดกำลังที่ต้องการ, คาบการสวิตช์ของวงจรและค่าขดของแรงดันแหล่งจ่ายไฟ โดยการออกแบบวงจรในกรณีที่มีการมอดูเลตคู่สวิตช์ $S1$, $S2$ จะใช้หลักการเดียวกันกับกรณีคงค่าวัฏจักรงานของคู่สวิตช์ $S1$, $S2$ อยู่ที่ 50% (เพิ่มศักดิ์ สุขศิริ, 2541) ดังนี้

สวิตช์กำลังที่เราเลือกใช้เป็น IGBT แบบโมดูลซึ่งมีความสามารถในการสวิตช์ได้สูง(ประมาณ 50 kHz) เราจึงเลือกย่านการทำงานของวงจรมีความถี่การสวิตช์อยู่ที่ประมาณ 10kHz ถึง 40 kHz

กำลังด้านออกของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่เราต้องการอยู่ที่ประมาณ 450 วัตต์ และทำการเผื่อค่าการสูญเสียในวงจรประมาณ 50 วัตต์ ดังนั้นค่ากำลังด้านเข้าสูงสุดจะอยู่ที่ประมาณ 500 วัตต์ จากสมการที่ (2.27) กำลังด้านเข้าจะเป็นไปตามสมการที่ (2.31)

$$P_{in} \approx \frac{V_m^2 \cdot T_{sw}}{32L} \quad (2.31)$$

โดยที่ P_{in} คือกำลังด้านเข้าของวงจร

V_m คือค่ายอดของแรงดันด้านเข้า

เนื่องจากแรงดันไฟสลับ 1 เฟสด้านเข้ามีค่ายอด $V_m = 310$ V และที่สภาวะโหลดพิกัด $P_{in} = 500$ W เราจะกำหนดให้คาบการสวิตซ์มีค่าประมาณ 80us (12.5kHz) ดังนั้นจากสมการที่ (2.31) เราจะคำนวณหาค่าความเหนี่ยวนำ $L1=L2=L$ ได้เป็น

$$L \approx 0.48 \text{ mH}$$

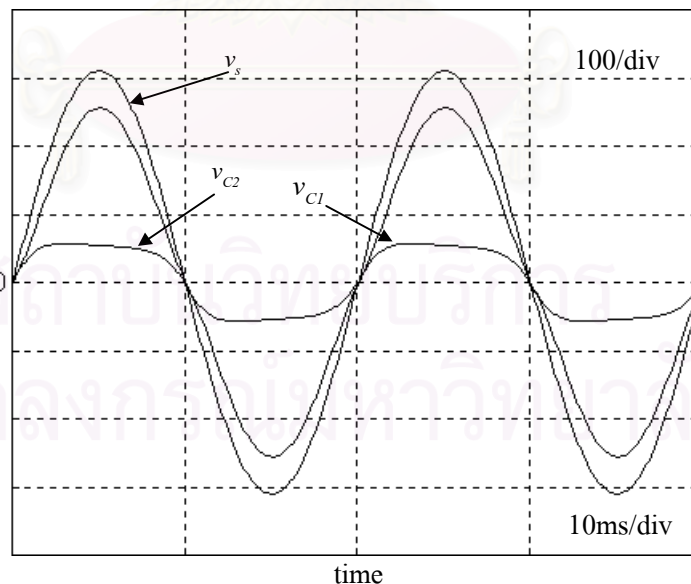
จากนั้นเราจะใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ MATLAB with SIMULINK ช่วยจำลองการทำงานเพื่อตรวจสอบความถูกต้องของความเหนี่ยวนำที่ออกแบบ โดยกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่างๆของวงจรที่ใช้ในการจำลองการทำงานดังนี้

$$L1=L2=L=0.48 \text{ mH}, \quad C1=C2=C=5\mu\text{F}, \quad ed = 480 \text{ V}$$

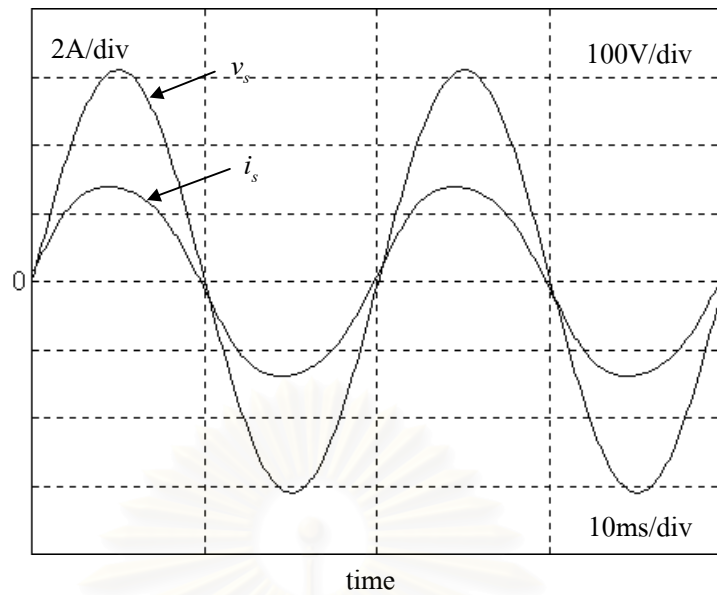
วงจรทำงานอยู่ที่ย่านความถี่ 12.5kHz – 33kHz

ผลการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม MATLAB with SIMULINK

1) ในสภาวะโหลดพิกัด ที่กำลังด้านเข้ามีค่าประมาณ 500W เรากำหนดให้วงจรทำงานอยู่ที่ความถี่ 12.5kHz และค่าดัชนีการมอดูเลตของกลุ่มสวิตซ์ $S1, S2$ อยู่ที่ 0.25 ผลการจำลองแสดงได้ดังรูปที่ 2.17 และ 2.18



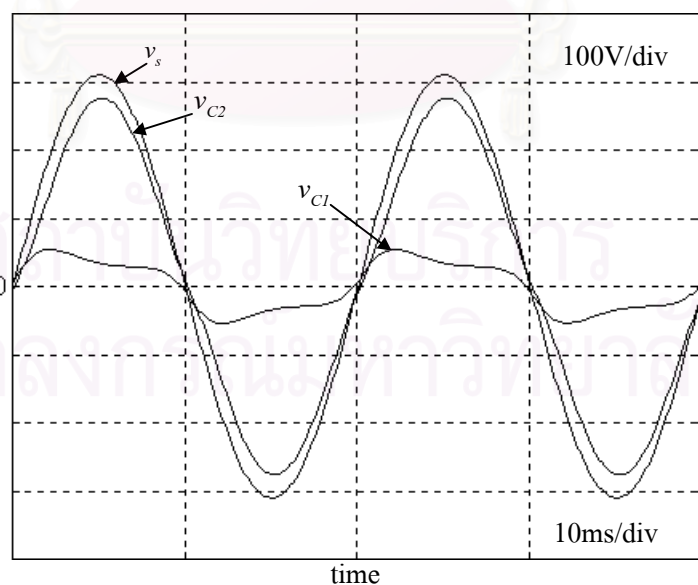
รูปที่ 2.17 รูปคลื่นแรงดันแหล่งจ่ายไฟและแรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์ $C1, C2$ ในสภาวะโหลดพิกัด



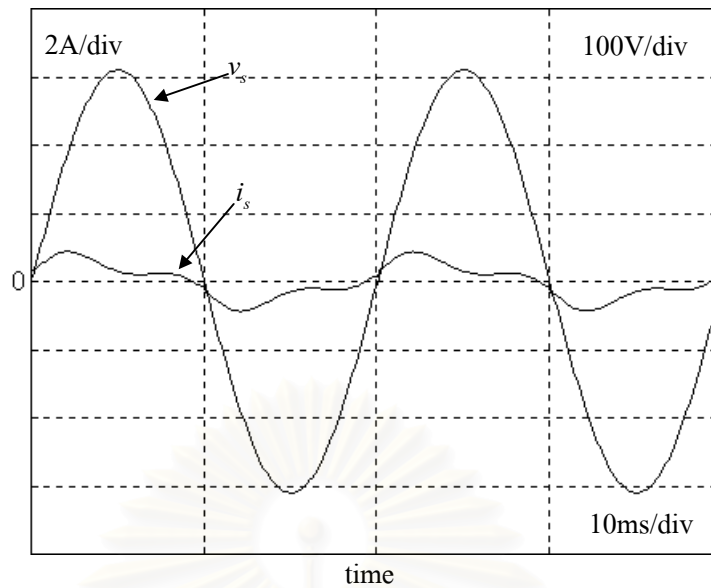
รูปที่ 2.18 รูปคลื่นกระแสด้านเข้าในสภาวะโหลดพิกัด

จากผลการจำลองกราฟพบว่าองค์ประกอบหลักมูลของกระแสด้านเข้ามีค่าประมาณ 2.2 A (rms) และกำลังด้านเข้ามีค่าประมาณ 484 W ซึ่งมีค่าใกล้เคียงกับที่เราต้องการ

2) ในสภาวะโหลดเบาที่กำลังด้านเข้ามีค่าประมาณ 100W วงจรต้องทำงานอยู่ความถี่ประมาณ 33kHz และดัชนีการมอดูเลตของคู่สวิตช์ $S1, S2$ มีค่าเท่ากับ 0.3125 ผลการจำลองแสดงได้ดังรูปที่ 2.19 และ 2.20



รูปที่ 2.19 รูปคลื่นแรงดันแหล่งจ่ายไฟและแรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์ $C1, C2$ ในสภาวะโหลดเบา



รูปที่ 2.20 รูปคลื่นกระแสด้านเข้าในสถานะโหลดเบา

จากรูปที่ 2.20 องค์ประกอบหลักมูลของกระแสด้านเข้ามีค่าประมาณ 0.63 A(rms) และกำลังด้านเข้ามีค่าประมาณ 120 W ซึ่งใกล้เคียงกับที่ต้องการ ในกรณีนี้เราพบว่ากระแสด้านเข้าจะมีความเพี้ยนค่อนข้างมากเนื่องจากการเพิ่มค่าดัชนีการมอดูเลตเป็น 0.3125 แต่ขนาดของกระแสที่ภาวะนี้ก็มีค่าน้อยมาก ดังนั้นปริมาณกระแสด้านฮาร์มอนิกเข้าก็จะมีค่าไม่สูงเกินค่าขีดจำกัดที่ตั้งไว้ จากผลการจำลองทั้งในภาวะโหลดพิกัดและโหลดเบาเราพบว่าค่าความเหนี่ยวนำที่ใช้เหมาะสม

2.7 ผลการทดสอบวงจรเรียงกระแสแบบวิธีสวิตซ์คู่

เมื่อทำการออกแบบวงจรเรียงกระแสแบบวิธีสวิตซ์คู่แล้ว เราได้สร้างวงจรเรียงกระแสขึ้นมาโดยมีค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของวงจрдังตารางที่ 2.1 และเนื่องจากโครงสร้างวงจรแบบสวิตซ์คู่จะมีการควบคุมให้รูปคลื่นกระแสด้านเข้าแปรตามแรงดันด้านเข้า ดังนั้นถ้าแรงดันด้านเข้าจากแหล่งจ่ายไฟมีความเพี้ยนอยู่แล้ว ถึงแม้ว่าวงจรจะทำงานเป็นอุดมคติก็ยังคงมีกระแสฮาร์มอนิกในสัดส่วนตามองค์ประกอบแรงดันฮาร์มอนิก ดังนั้นในการทดสอบการทำงานของวงจรที่สถานะโหลดต่างๆ เราจึงทำการบันทึกค่าความเพี้ยนของแรงดันแหล่งจ่ายประกอบการทดลองไว้ด้วยดังนี้

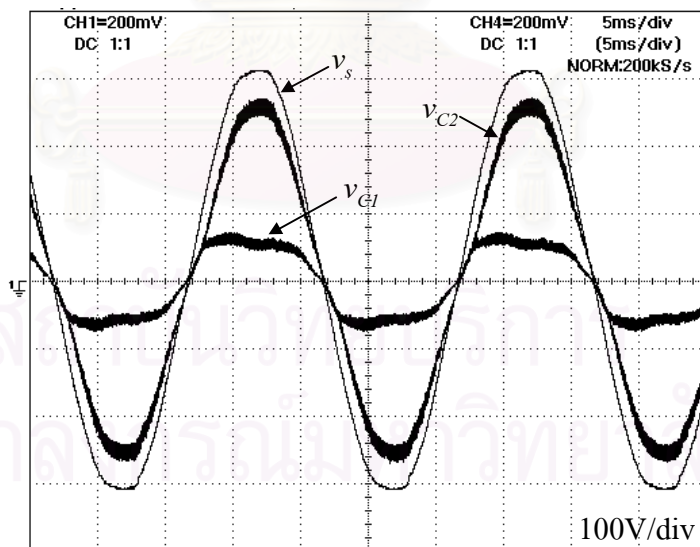
1) ที่สถานะโหลดพิกัด (450W)

แรงดันแหล่งจ่าย = 220 V, ค่า THD ของแรงดันแหล่งจ่าย = 1.87%

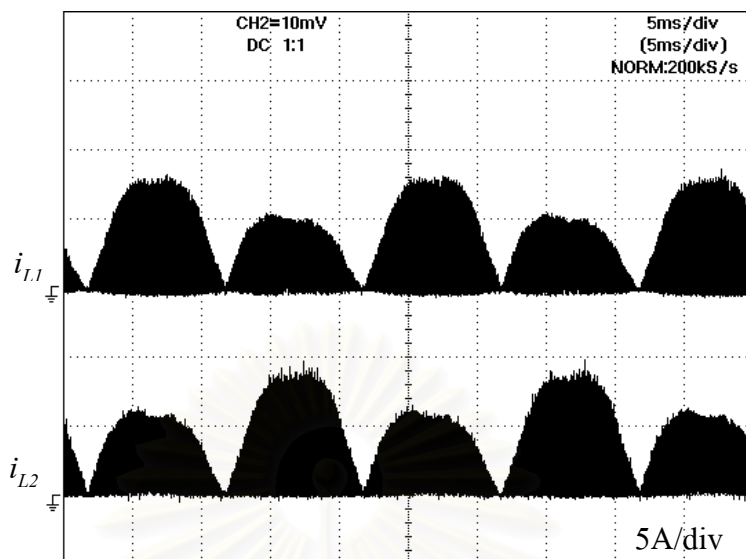
ความถี่ = 50 Hz, แรงดันบัสไฟตรงถูกควบคุมอยู่ที่ 480 V

ตารางที่ 2.1 พารามิเตอร์ต่างๆที่ใช้ในวงจร

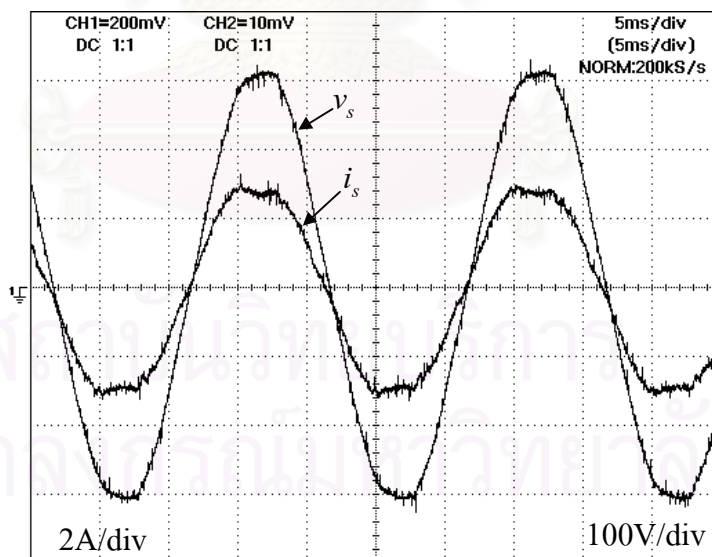
แรงดันแหล่งจ่ายไฟ, v_s	220Volt 50Hz
แรงดันบัลไฟตรง, ed	480 Volt
ตัวเหนี่ยวนำ $L1, L2$	0.48 mH
ตัวเก็บประจุ $C3$	2,875uF
ตัวเก็บประจุ C_1, C_2	5uF
ตัวเหนี่ยวนำ Lin	2.6mH



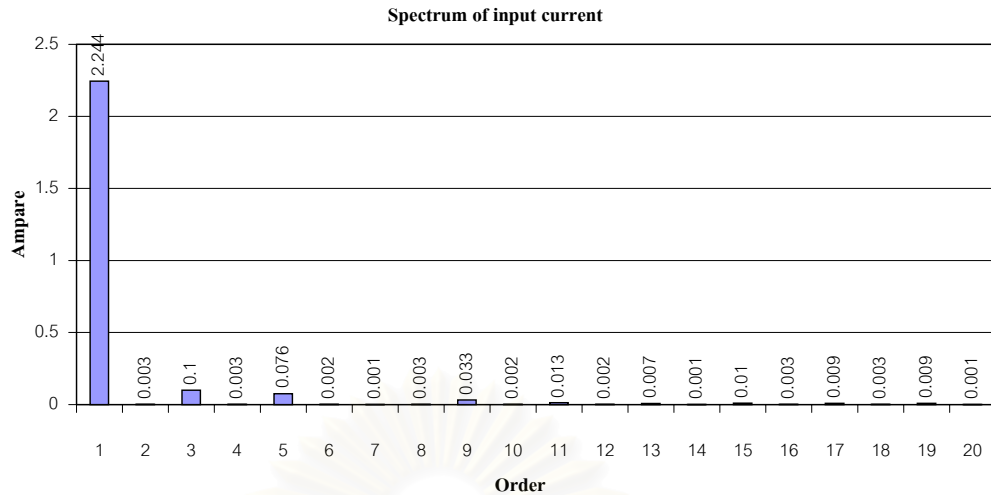
รูปที่ 2.21 รูปคลื่นแรงดันด้านเข้าและแรงดันตกคร่อม $C1, C2$ ที่สภาวะโหลดพิกัด



รูปที่ 2.22 รูปคลื่นกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ $L1$, $L2$ ที่สภาวะโหลดพิกัด



รูปที่ 2.23 รูปคลื่นแรงดันด้านเข้าและกระแสด้านเข้าที่สภาวะ โหลดพิกัด



รูปที่ 2.24 สเปกตรัมของกระแสทางด้านเข้าที่สภาวะโหลดพิกัด

จากผลการทดลองจะเห็นได้ว่ากระแสด้านเข้าเมื่อเปรียบเทียบกับแรงดันด้านเข้าจะมีรูปร่างใกล้เคียงไซน์มาก วัดค่าตัวประกอบกำลังได้เท่ากับ 0.99 รูปร่างของแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ $C1$ และ $C2$ มีลักษณะไม่สมมาตรกันอันเนื่องมาจากการที่เราทำการมอดูเลตค่าวัฏจักรงานของคู่สวิตช์ $S1$ และ $S2$ โดยกำหนดดัชนีการมอดูเลตอยู่ที่ 0.25 ที่สภาวะโหลดพิกัดนี้วงจรจะทำงานอยู่ที่ความถี่การสวิตช์ประมาณ 12kHz ใกล้เคียงกับการจำลองการทำงานซึ่งเราทำการวัดองค์ประกอบฮาร์มอนิกของกระแสด้านเข้าได้ดังรูปที่ 2.24 และมีค่า THD ประมาณ 5.90%

การวิเคราะห์ขนาดของกระแสฮาร์มอนิกต่างๆเปรียบเทียบกับมาตรฐาน IEC 61000-3-2 Class A ที่กำหนดไว้ว่าอุปกรณ์ที่มีขนาดกระแสไม่เกิน 16 A (rms.) จะต้องมีความถี่ของกระแสฮาร์มอนิกต่างๆไม่เกินค่าที่แสดงในตาราง 1.1 เมื่อพิจารณาวงจรแปลงผันกำลังที่เราพัฒนาขึ้นมาซึ่งมีขนาด 500 VA และมีกระแสด้านเข้าสูงสุดประมาณ 2.27A ซึ่งมีขนาดเล็กกว่ามาตรฐาน IEC ประมาณ 7 เท่า ดังนั้นเราจึงเปรียบเทียบองค์ประกอบของกระแสฮาร์มอนิกต่างๆเทียบกับกระแสพิกัดดังแสดงในตารางที่ 2.2 จึงสรุปได้ว่าที่สภาวะโหลดพิกัดนี้กระแสด้านเข้ามีองค์ประกอบฮาร์มอนิกต่างๆไม่เกินมาตรฐาน IEC 61000-3-2 Class A

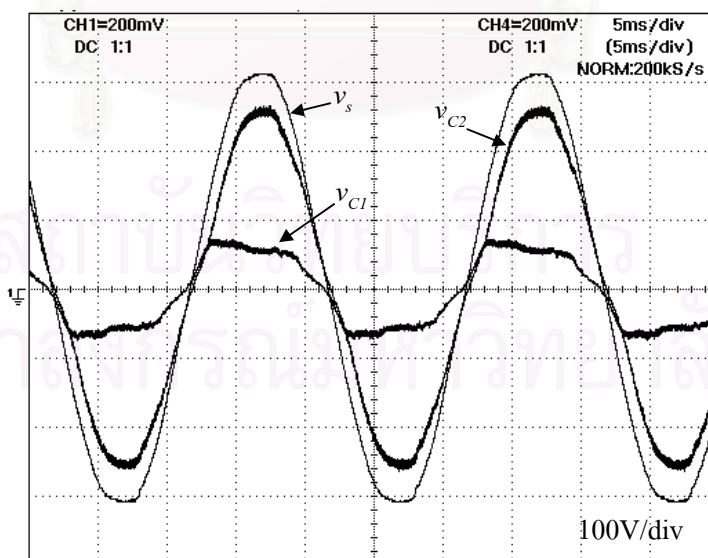
ตารางที่ 2.2 องค์ประกอบฮาร์โมนิกของกระแสด้านเข้าเทียบกับกระแสพิกัดที่สภาวะโหลดต่างๆ

	กระแสฮาร์โมนิกในแต่ละอันดับเทียบกับกระแสพิกัด (%)				
	3	5	7	9	11
IEC 6100-3-2 Class A	14.38	7.15	4.81	2.50	2.06
สภาวะโหลดพิกัด(450W)	4.41	3.35	0.04	1.45	0.57
สภาวะโหลดปานกลาง(300W)	1.67	3.52	0.93	1.15	0.79
สภาวะโหลดเบา(50W)	10.13	1.37	0.62	1.59	0.53

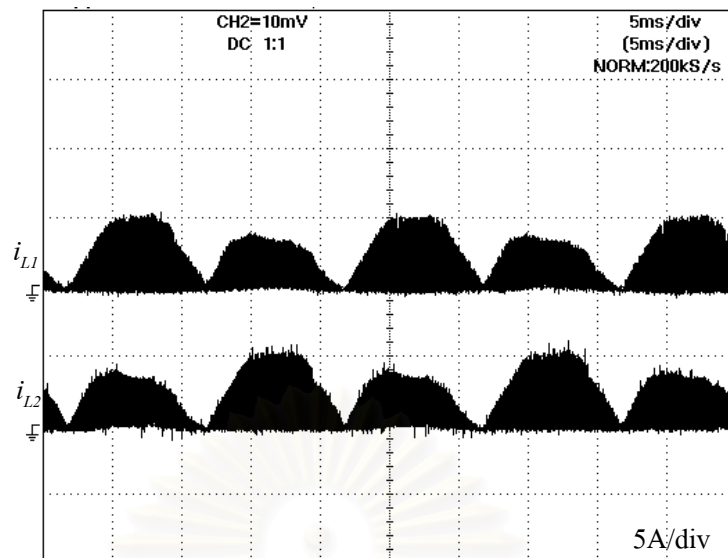
2) ที่สภาวะโหลดปานกลาง (300W)

แรงดันแหล่งจ่าย = 220 V , ค่า THD ของแรงดันแหล่งจ่าย = 1.87%

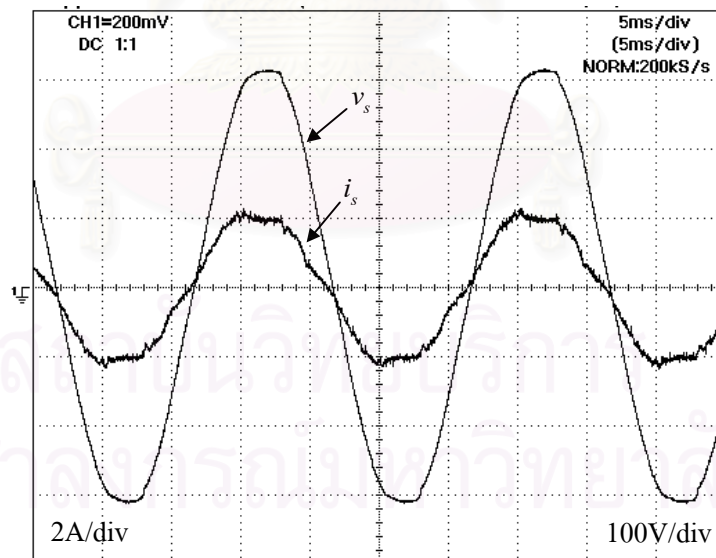
ความถี่ = 50 Hz , แรงดันบัลไฟตรงถูกควบคุมอยู่ที่ 480 V



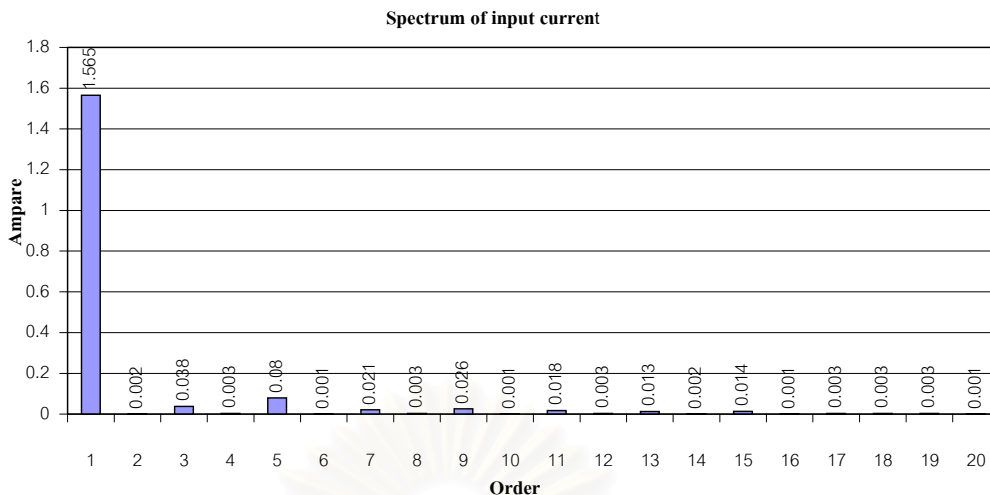
รูปที่ 2.25 รูปคลื่นแรงดันด้านเข้าและแรงดันตกคร่อม $C1, C2$ ที่สภาวะโหลดปานกลาง



รูปที่ 2.26 รูปคลื่นกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ $L1, L2$ ที่สภาวะโหลดปานกลาง



รูปที่ 2.27 รูปคลื่นแรงดันด้านเข้าและกระแสด้านเข้าที่สภาวะ โหลดปานกลาง



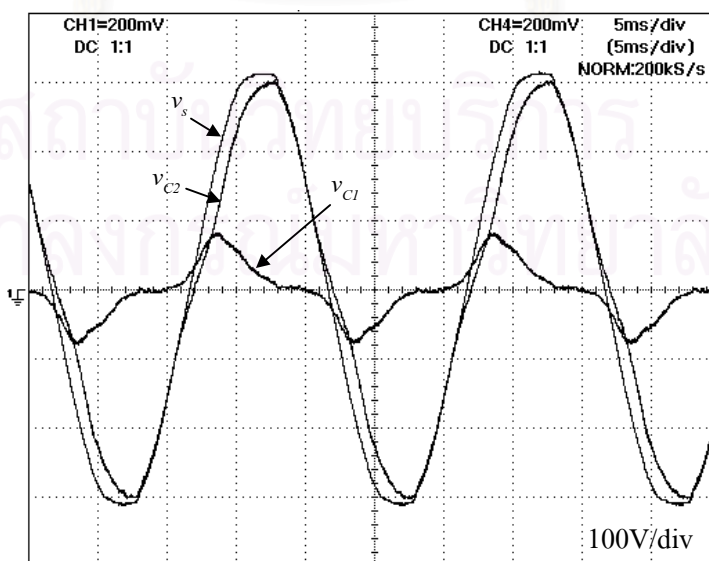
รูปที่ 2.28 สเปกตรัมของกระแสทางด้านเข้าที่สภาวะโหลดปานกลาง

จากผลการทดลองจะเห็นรูปคลื่นกระแสด้านเข้ามีลักษณะใกล้เคียงไซน์เช่นกัน
 วัตต์ค่าตัวประกอบกำลังได้เท่ากับ 0.99 รูปคลื่นแรงดันตกคร่อมคาปาซิเตอร์ $C1, C2$ มีลักษณะไม่
 สมมาตรเช่นเดียวกับกรณีที่โหลดพิกัดเนื่องจากมีค่าดัชนีการมอดูเลตเท่ากันที่ 0.25 ที่สภาวะนี้วงจร
 จะทำงานอยู่ที่ความถี่การสวิตซ์ประมาณ 17 kHz ขนาดของกระแสฮาร์มอนิกด้านเข้าวัดได้ดังรูปที่
 2.28 เราพบว่าขนาดของกระแสฮาร์มอนิกมีค่าไม่เกินค่ากำหนดตามมาตรฐาน IEC 61000-3-2 Class
 A ที่ใช้อ้างอิงดังแสดงในตารางที่ 2.2 สำหรับค่า THD ของกระแสด้านเข้าที่สภาวะนี้มีค่าประมาณ
 6.32 %

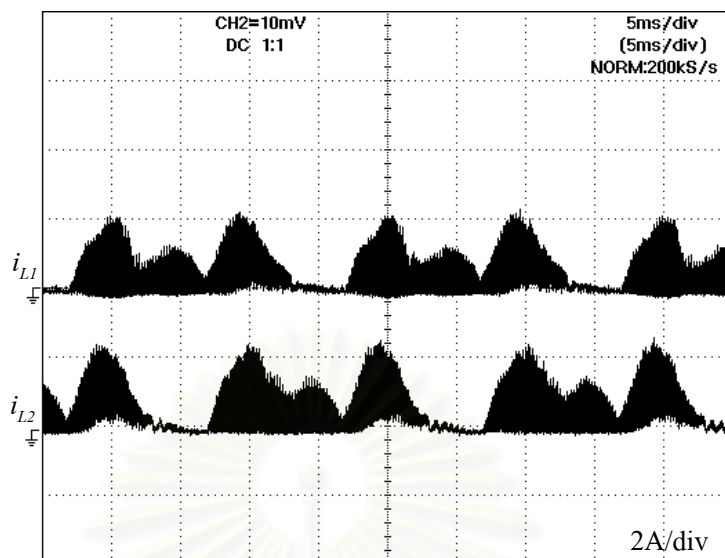
3) ที่สภาวะโหลดเบา (50W)

แรงดันแหล่งจ่าย = 220V, ค่า THD ของแรงดันแหล่งจ่าย = 1.87 %

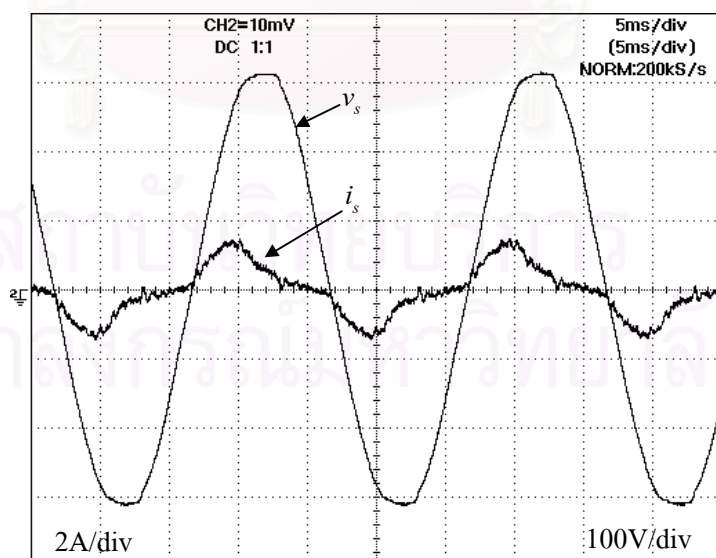
ความถี่ = 50 Hz, แรงดันบัสไฟตรงถูกควบคุมอยู่ที่ 480 V



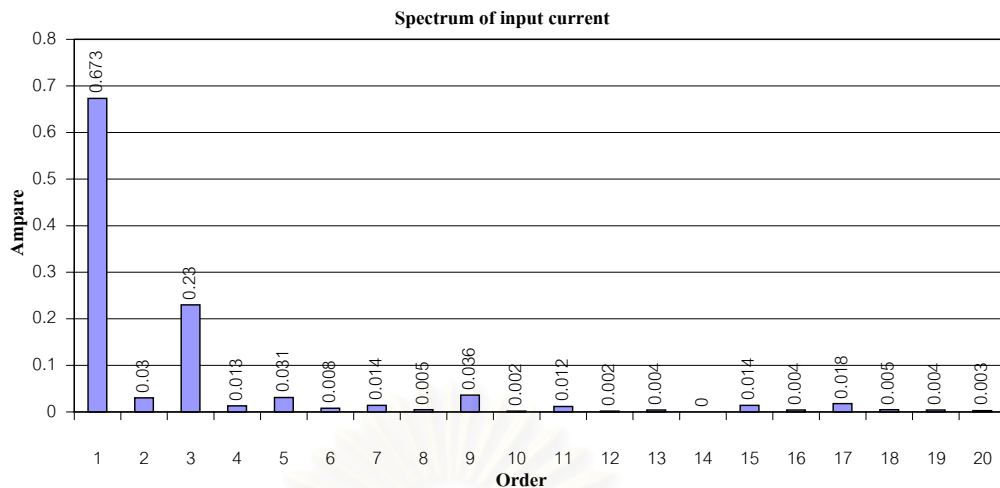
รูปที่ 2.29 รูปคลื่นแรงดันด้านเข้าและแรงดันตกคร่อม $C1, C2$ ที่สภาวะโหลดเบา



รูปที่ 2.30 รูปคลื่นกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ $L1$, $L2$ ที่สภาวะโหลดเบา



รูปที่ 2.31 รูปคลื่นแรงดันด้านเข้าและกระแสด้านเข้าที่สภาวะโหลดเบา



รูปที่ 2.32 สเปกตรัมของกระแสทางด้านเข้าที่สภาวะโหลดเบา

จากผลการทดลองจะพบว่าที่สภาวะนี้รูปคลื่นกระแสจะมีความเพี้ยนฮาร์มอนิกค่อนข้างมาก สาเหตุหลักมาจากการที่เราทำการเพิ่มค่าดัชนีการมอดูเลตเป็น 0.3125 ทำให้แรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์ $C1, C2$ มีความไม่สมมาตรกันมากขึ้นดังรูปที่ 2.29 กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำก็มีลักษณะไม่สมมาตรกันมากขึ้นดังรูปที่ 2.30 โดยที่สภาวะนี้วงจรทำงานอยู่ที่ความถี่การสวิตช์ประมาณ 30 kHz วัดค่าตัวประกอบกำลังและค่า THD ของกระแสด้านเข้ามีค่าเท่ากับ 0.82 และ 35.66 % ตามลำดับ ขนาดของกระแสฮาร์มอนิกด้านเข้าจะเป็นดังรูปที่ 2.32

จากผลการทดลองที่แสดงรูปคลื่นของกระแสและแรงดันที่ส่วนต่างๆของวงจรเรียงกระแสแบบวิธีสวิตช์ เราสามารถยืนยันความถูกต้องในการทำงานของวงจรที่เราทำการศึกษาไว้เบื้องต้น ตลอดจนกระบวนการออกแบบและการประมาณค่าต่างๆก็ได้ผลการทดลองอยู่ในเกณฑ์ที่ใกล้เคียงกับผลการทดลองที่นำเสนอ

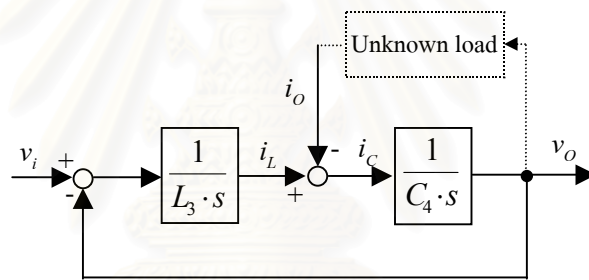
บทที่ 3

อินเวอร์เตอร์และการควบคุมแรงดัน

ในบทนี้เราจะกล่าวถึงวิธีการควบคุมแรงดันด้านออกของอินเวอร์เตอร์ให้มีลักษณะเป็นรูปไซน์ที่มีความเพี้ยนต่ำที่สภาวะโหลดต่างๆ และเพื่อให้ง่ายต่อการวิเคราะห์เราจะพิจารณาเฉพาะวงจรอินเวอร์เตอร์ดังแสดงในรูปที่ 2.3 เท่านั้น โดยไม่มีส่วนของวงจรเรียงกระแสแบบวิธีสวิตช์เข้ามาเกี่ยวข้อง

3.1 แบบจำลองของระบบ

วงจรอินเวอร์เตอร์ที่แสดงในรูปที่ 2.3 สามารถเขียนเป็นบล็อกไดอะแกรมแทนได้ดังรูปที่ 3.1 และเขียนเป็นสมการสถานะของระบบได้ดังสมการที่ (3.1) โดยสมมุติให้โหลดคือความต้านทาน R



รูปที่ 3.1 แบบจำลองระบบของวงจรอินเวอร์เตอร์

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_o(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_3} \\ \frac{1}{C_4} & -\frac{1}{R \cdot C_4} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_o(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_3} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot v_i(t)$$
$$y(t) = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_o(t) \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

โดยที่ $i_L(t)$ คือกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ

$v_o(t)$ คือแรงดันด้านออกที่ต้องการ

$v_i(t)$ คือแรงดัน PWM ที่อินเวอร์เตอร์สร้าง

L_3 คือค่าความเหนี่ยวนำของวงจรกรองผ่านต่ำ

C_4 คือค่าความเก็บประจุของวงจรกรองผ่านต่ำ

R คือความต้านทานของโหลด

จากสมการที่ (3.1) สมการสถานะของระบบที่ได้จะมีตัวแปรความต้านทานโหลด R อยู่ด้วย เนื่องจากโหลดของแหล่งจ่ายไฟต่อเนื่องนั้นมีอยู่หลายประเภทจึงไม่สามารถระบุค่าเจาะจงไปในสมการสถานะของระบบได้ เราจึงทำการเขียนสมการสถานะใหม่ที่ไม่มีผลของชนิดของโหลดเข้าเกี่ยวข้อง โดยสมมติให้กระแสโหลด $i_o(t)$ เป็นสัญญาณรบกวนเข้ามาในระบบทำให้ได้สมการสถานะของระบบใหม่เป็น

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_o(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_3} \\ \frac{1}{C_4} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_o(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_3} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot v_i(t)$$

$$y(t) = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_o(t) \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

หรือเขียนให้อยู่ในรูปทั่วไปได้เป็น

$$\dot{x}(t) = A \cdot x(t) + B \cdot u(t)$$

$$y(t) = C \cdot x(t) \quad (3.3)$$

โดยที่ $x(t) = \begin{bmatrix} i_L(t) & v_o(t) \end{bmatrix}^T$ (3.4)

$$y(t) = v_o(t) \quad (3.5)$$

$$u(t) = v_i(t) \quad (3.6)$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_3} \\ \frac{1}{C_4} & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_3} & 0 \end{bmatrix}^T \text{ และ } C = [0 \quad 1] \quad (3.7)$$

เนื่องจากเราจะทำการควบคุมระบบโดยใช้ตัวประมวลผลดิจิทัล จึงต้องการแปลงสมการสถานะที่อยู่ในระบบเวลาต่อเนื่องไปเป็นระบบเวลาไม่ต่อเนื่อง เราจะได้แบบจำลองระบบในเชิงเวลาไม่ต่อเนื่องสำหรับการออกแบบตัวควบคุมดังนี้

$$x(k+1) = G \cdot x(k) + H \cdot u(k)$$

$$y(k) = C \cdot x(k) \quad (3.8)$$

$$\text{โดยที่ } G = e^{A \cdot T} \quad (3.9)$$

$$H = A^{-1} \cdot (e^{A \cdot T} - I) \cdot B \quad (3.10)$$

$$x(k) = \begin{bmatrix} i_L(k) & v_O(k) \end{bmatrix}^T \quad (3.11)$$

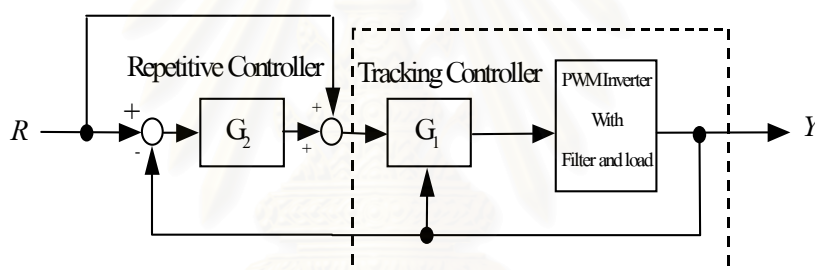
$$u(k) = v_i(k) \quad (3.12)$$

$$k = 0, 1, 2, 3, \dots \quad (3.13)$$

T คือ คาบการสุ่มตัวอย่าง

3.2 การควบคุมแรงดัน

ระบบควบคุมการแรงดันด้านออกของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ใช้จะประกอบไปด้วย ตัวควบคุมแบบตามรอย $G1$ และตัวควบคุมแบบทำซ้ำ $G2$ ดังแสดงในรูปที่ 3.2 ตัวควบคุมแบบตามรอยจะช่วยให้ระบบมีผลตอบสนองชั่วคราวที่ไว ส่วนตัวควบคุมแบบทำซ้ำที่ทำหน้าที่กำจัดค่าความผิดพลาดที่สถานะอยู่ตัวให้หมดไป ซึ่งมีรายละเอียดในการออกแบบจะกล่าวถึงต่อไป



รูปที่ 3.2 ระบบควบคุมแรงดันด้านออกที่นำเสนอ

3.2.1 ตัวควบคุมแบบตามรอย

ในการออกแบบตัวควบคุมเราจะสมมติว่าอินเวอร์เตอร์มีลักษณะเป็นแบบอุดมคติ และมีอัตราขยายเป็น 1 จากสมการสถานะของระบบ(3.18)-(3.13) เมื่อเราทำการป้อนกลับตัวแปรสถานะของระบบดังแสดงในรูปที่ 3.3 จะได้กฎการควบคุมเป็น

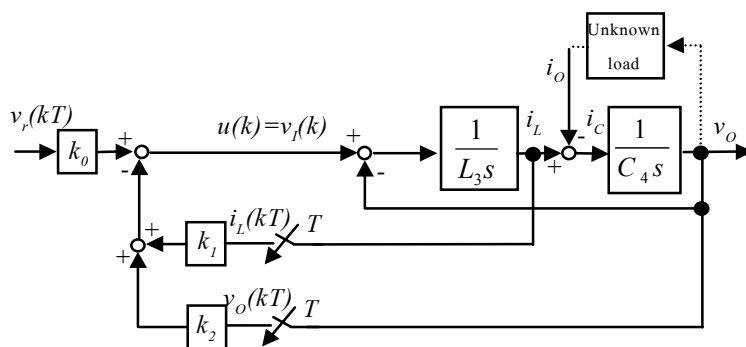
$$u(k) = k_o \cdot v_r(k) - K \cdot x(k) \quad (3.14)$$

$$\text{และ } K = \begin{bmatrix} k_1 & k_2 \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

โดยที่ v_r คือแรงดันคำสั่ง

k_1 และ k_2 คืออัตราขยายของการป้อนกลับตัวเป็นสถานะ

k_o คืออัตราขยายชดเชยที่ทำให้อัตราขยายของระบบวงปิดมีค่าเป็น 1 ที่ความถี่ 50 เฮิรตซ์



รูปที่ 3.3 การป้อนกลับตัวแปรสถานะของระบบอินเวอร์เตอร์

เมื่อนำสมการที่ (3.14) และ (3.15) แทนลงไปนสมการที่ (3.8) ทำให้ได้สมการสถานะของระบบวงปิดเป็น

$$\begin{aligned} x(k+1) &= (G - H \cdot K) \cdot x(k) + k_0 \cdot H \cdot v_r(k) \\ y(k) &= C \cdot x(k) \end{aligned} \quad (3.16)$$

ฟังก์ชันโอนย้ายของระบบวงปิดจากแรงดันคำสั่ง $v_r(k)$ ไปยังแรงดันด้านออก $v_o(k)$ คือ

$$P'(z) = \frac{v_o(z)}{v_r(z)} = C \cdot (zI - G + H \cdot K)^{-1} k_0 H \quad (3.17)$$

ทฤษฎีการป้อนกลับตัวแปรสถานะกล่าวไว้ว่า ถ้าระบบสามารถควบคุมได้ (Controllable) เราจะสามารถออกแบบอัตราขยาย K เพื่อวางขั้วของระบบวงปิดไว้ที่ตำแหน่งใดๆ ได้ ซึ่งในระบบเวลาไม่ต่อเนื่องถ้าขั้วของระบบวงปิดเป็นศูนย์จะทำให้ระบบมีผลตอบสนองที่เร็วมาก โดยจะทำให้แรงดันด้านออกมีค่าเท่ากับแรงดันคำสั่งภายในเวลา n คาบ เมื่อ n คือจำนวนอันดับของระบบวงปิด เราเรียกการควบคุมนี้ว่า “การควบคุมแบบเดดบิท”

การป้อนกลับตัวแปรสถานะของระบบเพื่อวางขั้วของระบบไว้ที่ศูนย์โดยใช้ค่าพารามิเตอร์ในตารางที่ 3.1 ทำให้ได้ค่า $k_0 = 6.1576$, $k_1 = 35.4416$ และ $k_2 = 5.1590$ ซึ่งทำให้ได้ฟังก์ชันโอนย้ายของระบบวงปิดเป็น

$$P'(z) = \frac{0.5 \cdot z + 0.5}{z^2} \quad (3.18)$$

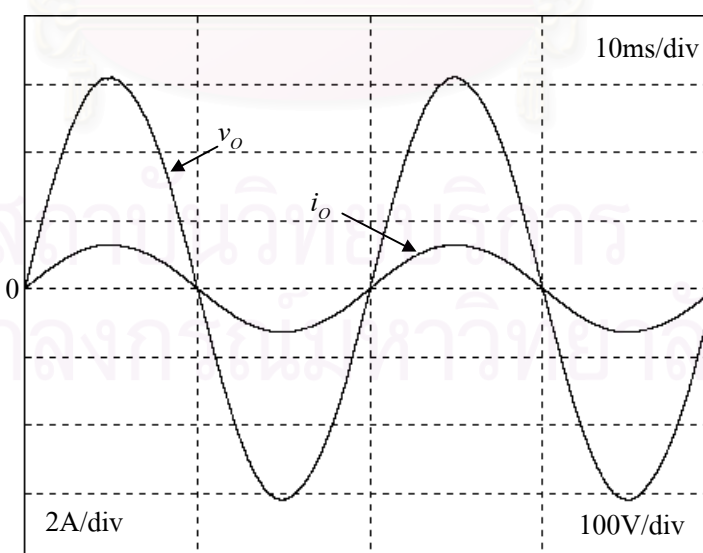
ตารางที่ 3.1 ค่าพารามิเตอร์ของวงจรอินเวอร์เตอร์

พารามิเตอร์	ค่า	หน่วย
ตัวเหนี่ยวนำ, L_s	2.43	mH
ตัวเก็บประจุ, C_d	25	μF
แรงดันบัลไฟตรง, ed	480	Volt
คาบการซัดตัวอย่าง, T	100	μsec
แรงดันด้านออก, v_o	220	Volt(rms)

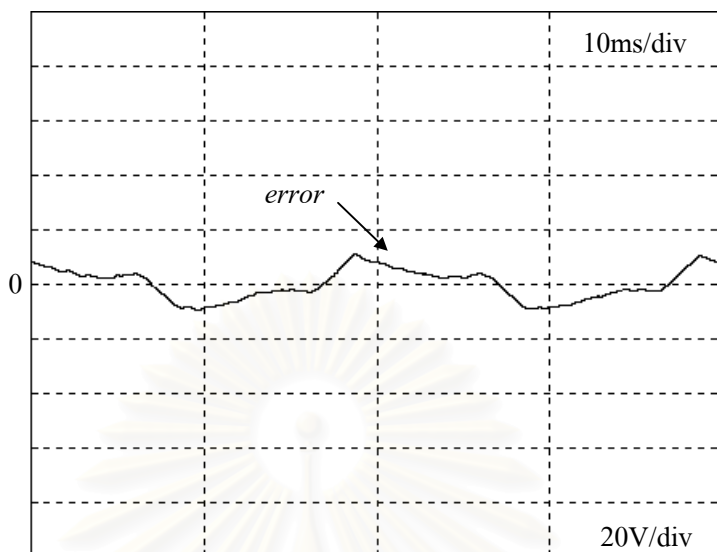
ผลการจำลองการทำงานระบบควบคุมแบบเดบิต

เราจะตรวจสอบความถูกต้องของการออกแบบที่ได้โดยใช้โปรแกรม MATLAB with SIMULINK จำลองการทำงาน เนื่องวงจรอินเวอร์เตอร์ที่สร้างขึ้นนี้จะถูกเชื่อมกับวงจรเรียงกระแสแบบวิธีสวิตช์ที่จะมีความถี่การสวิตช์เปลี่ยนแปลงระหว่างประมาณ 10 kHz ถึง 40 kHz ความถี่การสวิตช์ของวงจรอินเวอร์เตอร์จึงเปลี่ยนแปลงในช่วงเดียวกันด้วย ดังนั้นเพื่อตรวจสอบว่าวงจรอินเวอร์เตอร์สามารถทำงานได้แม้ความถี่การสวิตช์เปลี่ยนแปลงไป เราจึงทำการจำลองการทำงานที่ความถี่การสวิตช์ 3 ค่า คือ 10 kHz, 20kHz และ 40 kHz โดยให้เวลาประวิงของคาบการสวิตช์เท่ากับ 4.8 μs ได้ผลต่างๆดังนี้

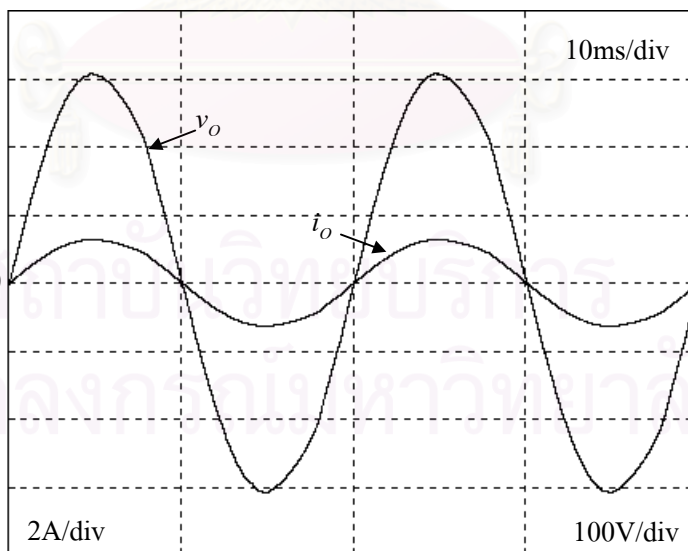
- 1) กรณีโหลดความต้านทาน 200 W



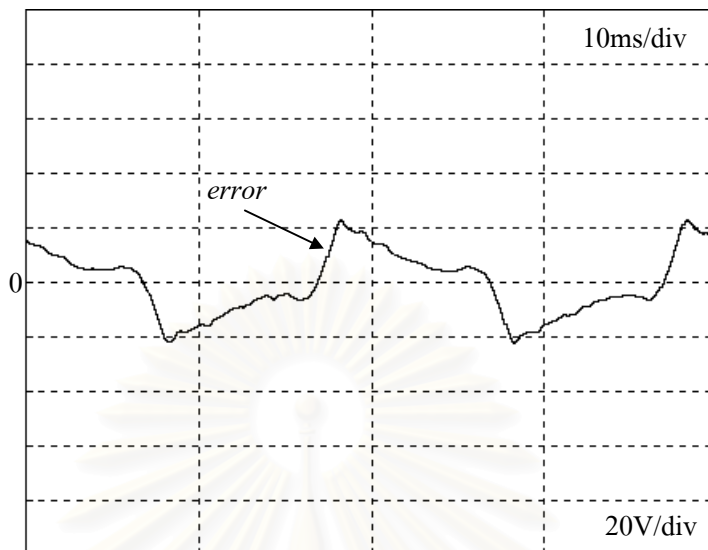
รูปที่ 3.4 รูปคลื่นแรงดันด้านออกและกระแสโหลดในกรณีโหลดความต้านทาน 200W
($f_{sw}=10\text{kHz}$)



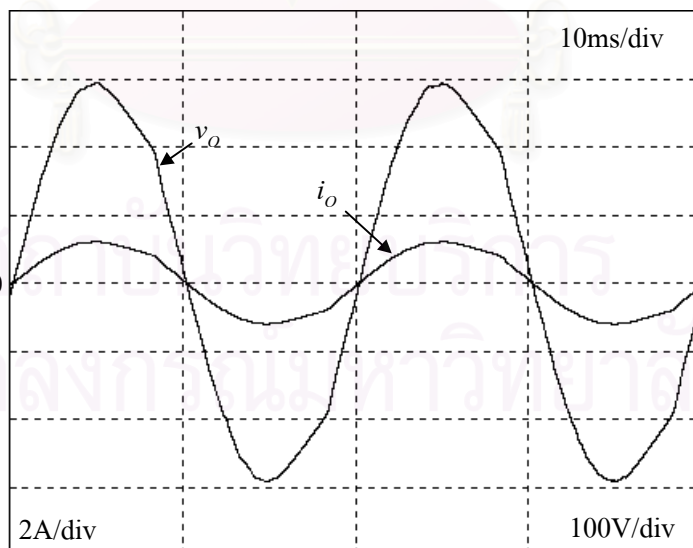
รูปที่ 3.5 ค่าความผิดพลาดของแรงดันด้านออกในกรณีโหลดความต้านทาน 200W
($f_{sw} = 10 \text{ kHz}$)



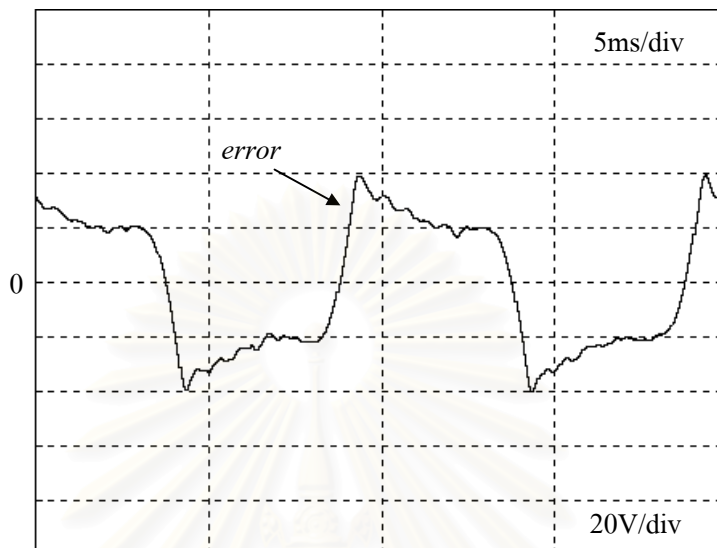
รูปที่ 3.6 รูปคลื่นแรงดันด้านออกและกระแสโหลดในกรณีโหลดความต้านทาน
($f_{sw} = 20 \text{ kHz}$)



รูปที่ 3.7 ค่าความผิดพลาดของแรงดันด้านออกในกรณีโหลดความต้านทาน 200W
($f_{sw} = 20 \text{ kHz}$)

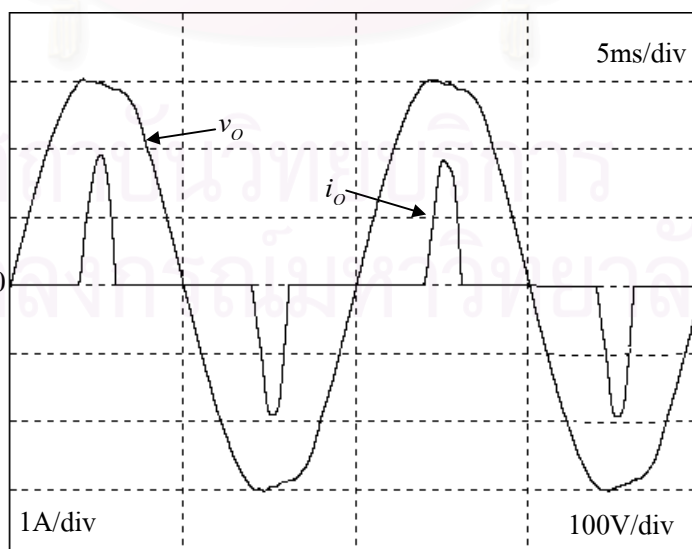


รูปที่ 3.8 รูปคลื่นแรงดันด้านออกและกระแสโหลดในกรณีโหลดความต้านทาน 200W
($f_{sw} = 40 \text{ kHz}$)

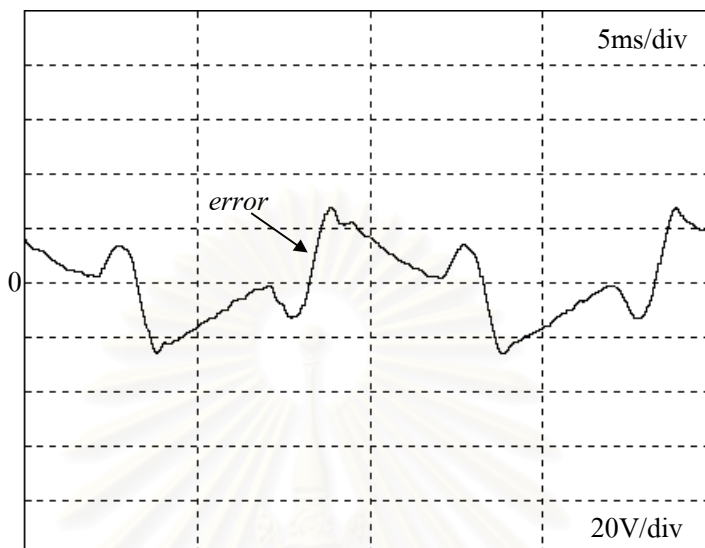


รูปที่ 3.9 ค่าความผิดพลาดของแรงดันด้านออกในกรณีโหลดความต้านทาน 200W
($f_{sw} = 40$ kHz)

2) โหลดเป็นวงจรเรียงกระแสและความถี่การสวิตช์เท่ากับ 20 kHz



รูปที่ 3.10 รูปคลื่นแรงดันด้านออกและกระแสโหลดในกรณีโหลดวงจรเรียงกระแส



รูปที่ 3.11 ค่าความผิดพลาดของแรงดันด้านออกในกรณีไหลดวงจรเรียงกระแส

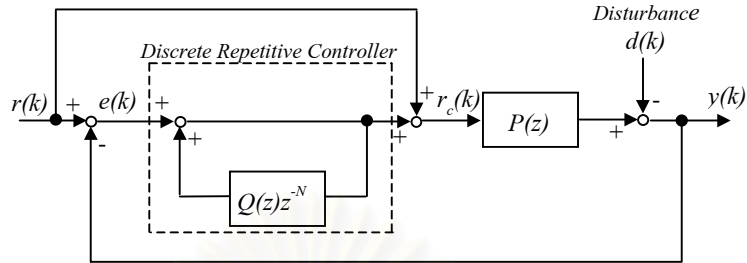
จากผลการจำลองการทำงานกรณีไหลเป็นความต้านทานพบว่าตัวควบคุมแบบเดคปีทสามารถควบคุมแรงดันด้านออกได้ดีที่ความถี่ 10 kHz แต่จะเริ่มมีความเพี้ยนมากขึ้นเรื่อยๆ เมื่อความถี่การสวิตช์มากขึ้น ทั้งนี้เป็นผลมาจากเวลาประวิง เมื่อความถี่การสวิตช์สูงขึ้นจะทำให้แรงดันที่หายไปเนื่องจากเวลาประวิงมีค่ามากขึ้น ซึ่งแรงดันที่หายไปนี้มีองค์ประกอบฮาร์มอนิกอยู่หลายฮาร์มอนิก ตัวควบคุมแบบเดคปีทจึงไม่สามารถกำจัดให้หมดได้

กรณีที่วงจรอินเวอร์เตอร์มีไหลเป็นวงจรเรียงกระแส จากผลการจำลองการทำงานจะเห็นว่ารูปคลื่นแรงดันด้านออกจะมีความเพี้ยนอยู่มาก ทั้งนี้ด้วยเหตุผลเช่นเดียวกับกรณีไหลความต้านทานคือ ตัวควบคุมแบบเดคปีทไม่สามารถชดเชยแรงดันที่หายไปที่มีองค์ประกอบฮาร์มอนิกส์หลายฮาร์มอนิกได้หมด ซึ่งปัญหาเหล่านี้จะถูกรักษาได้โดยใช้ตัวควบคุมแบบทำซ้ำที่จะกล่าวถึงต่อไป

3.2.2 ตัวควบคุมแบบทำซ้ำ

ระบบควบคุมในรูป 3.2 สามารถเขียนให้อยู่ในรูปบล็อกไดอะแกรมของระบบในเชิงเวลาไม่ต่อเนื่องได้ดังรูปที่ 3.12 โดยที่ $P(z)$ คือฟังก์ชันโอนย้ายของระบบที่มีการป้อนกลับด้วยตัวควบคุมตามรอยโดยพิจารณาวงจรกรองผ่านต่ำที่ใส่ไว้ในการตรวจจับสัญญาณ, $Q(z)$ คือ วงจรกรองผ่านต่ำเพื่อรักษาเสถียรภาพ, $r(k)$ คือสัญญาณอ้างอิง, $y(k)$ คือสัญญาณด้านออก, $e(k)$ คือ

ความผิดพลาดที่เกิดขึ้นจากการตามรอย, $r_c(k)$ คือสัญญาณอ้างอิงสำหรับตัวควบคุมตามรอยที่มีการชดเชยแล้ว



รูปที่ 3.12 ระบบควบคุมแบบทำซ้ำ

ฟังก์ชันโอนย้ายของระบบจากสัญญาณรบกวน $d(k)$ ไปยังค่าความผิดพลาด $e(k)$ เป็นไปตามสมการที่ (3.19)

$$H(z) = \frac{E(z)}{D(z)} = \frac{1}{1 + \frac{P(z)}{1 - Q(z) \cdot z^{-N}}} \quad (3.19)$$

โดยที่ $E(z)$, $D(z)$ คือผลการแปลง Z ของ $e(k)$ และ $d(k)$ ตามลำดับ กำหนดให้สัญญาณรบกวนมีคาบเป็น N หรือ $d(k) = d(k+N)$ สำหรับทุกค่า k ซึ่งสามารถเขียนให้อยู่ในรูปอนุกรมฟูรีเยร์ได้ดังสมการที่ (3.20)

$$d(k) = \sum_{n=0}^{N-1} c_n \cdot e^{j2\pi kn/N} \quad (3.20)$$

โดยที่ c_n คือสัมประสิทธิ์ของอนุกรมฟูรีเยร์ ดังนั้นเราสามารถพิจารณาผลตอบสนองเชิงความถี่ของสมการที่ (3.19) ได้โดยการแทนค่าตามสมการที่ (3.21)

$$H(j\omega) = H(z) \Big|_{z=e^{j\omega T}} \quad (3.21)$$

ในกรณีที่ $Q(z) = 1$ และระบบ $P(z)$ เสถียร เราจะได้ว่า

$$|H(j\omega)| = 0 \quad \text{ที่ } \omega = 2n\pi/N; n=0,1,\dots,N-1 \quad (3.22)$$

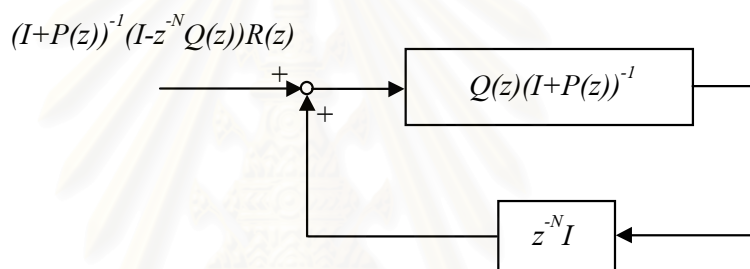
จากสมการที่ (3.19) และ (3.22) จะพบว่าค่าความผิดพลาดที่เกิดจากสัญญาณรบกวนที่เป็นรายคาบจะถูกตัวควบคุมแบบทำซ้ำกำจัดหมดไป แต่อย่างไรก็ตามในทางปฏิบัติเราไม่

สามารถที่ทำให้อินเวอร์เตอร์กำจัดค่าความผิดพลาดที่มีองค์ประกอบฮาร์มอนิกใดๆ ได้ทุกอันดับ เพราะเราต้องคำนึงถึงเงื่อนไขเสถียรภาพของระบบด้วย ในกรณีที่ $Q(z)$ เป็นวงจรรองผ่านต่ำเราจะสามารถกำจัดค่าความผิดพลาดได้เฉพาะในส่วนที่มีความถี่อยู่ในย่านผ่านต่ำของวงจรรอง $Q(z)$ เท่านั้น

3.2.3 การวิเคราะห์เสถียรภาพ

เนื่องจากการป้อนไปหน้าของสัญญาณ $r(k)$ ไม่มีผลกระทบต่อเสถียรภาพของระบบดังนั้นในการวิเคราะห์เสถียรภาพระบบในรูปที่ 3.12 เราจะพิจารณาเฉพาะส่วนป้อนกลับที่เป็นวงรอบปิด ซึ่งจากระบบควบคุมในรูปที่ 3.12 จะได้ว่า

$$E(z) = z^{-N} Q(z)(I + P(z))E(z) + (I + P(z))^{-1} (I - z^{-N} Q(z))R(z) \quad (3.23)$$



รูปที่ 3.13 ระบบควบคุมสมมูลของระบบควบคุมแบบทำซ้ำ

จากสมการที่ (3.23) เราสามารถเขียนเป็นบล็อกไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 3.13 โดยอาศัยทฤษฎีอัตราขยายค่าเล็ก (Small Gain Theorem) เราจะพบว่าถ้า

$$1. (1 + P(z))^{-1} \text{ มีเสถียรภาพ และ} \quad (3.24)$$

$$2. \left| Q(z)(1 + P(z))^{-1} \right|_{z=e^{j\omega T}} < 1 \text{ สำหรับทุกค่า } \omega \quad (3.25)$$

ระบบจะมีเสถียรภาพ

ในการวิเคราะห์ระบบป้อนกลับตัวแปรสถานะ เราได้ละเลยวงจรรองผ่านต่ำที่ทำหน้าที่กรองสัญญาณรบกวนในส่วนตรวจจับกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำและแรงดันด้านออกของอินเวอร์เตอร์ แต่ในกรณีการออกแบบตัวควบคุมแบบทำซ้ำเราต้องนำวงจรรองผ่านต่ำเหล่านี้มาพิจารณาด้วย เนื่องจากจะมีผลกระทบต่อเสถียรภาพของระบบ ดังนั้นจากสมการสถานะเดิม (3.8) จะเขียนได้ใหม่เป็น

$$x(k+1) = M \cdot x(k) + N \cdot u(k)$$

$$y(k) = J \cdot x(k) \quad (3.26)$$

โดยที่

$$M = e^{\alpha T} \quad (3.27)$$

$$N = \alpha^{-1} \cdot (e^{\alpha T} - I) \cdot \beta \quad (3.28)$$

$$\alpha = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_3} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_4} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{Tv1} & 0 & -\frac{1}{Tv1} & 0 \\ 0 & \frac{1}{Tv2} & 0 & -\frac{1}{Tv2} \end{bmatrix}, \beta = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_3} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, J = [0 \ 0 \ 0 \ 1] \quad (3.29)$$

$$x(k) = [i_L(k) \quad v_o(k) \quad v_1(k) \quad v_2(k)]^T \quad (3.30)$$

และ $Tv1, Tv2$ คือค่าคงตัวเวลาของวงจรกรองผ่านต่ำของวงจรตัวจับกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ $L3$ และแรงดันด้านออก v_o ตามลำดับ

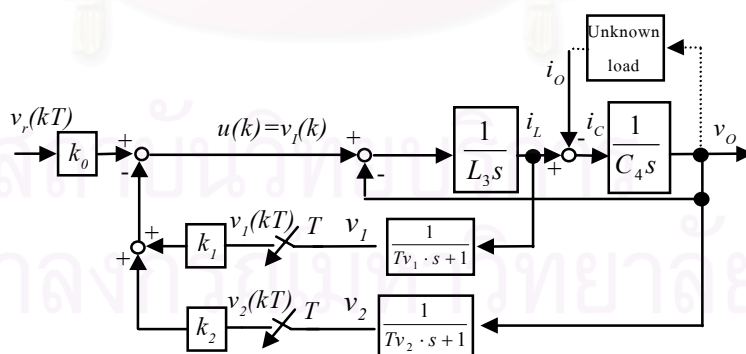
v_1 คือสัญญาณตรวจจับกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำที่ผ่านวงจรกรองผ่านต่ำแล้ว

v_2 คือสัญญาณตรวจจับแรงดันด้านออกที่ผ่านวงจรกรองผ่านต่ำแล้ว

เราจะทำการป้อนกลับตัวแปรสถานะดังรูปที่ 3.14 โดยใช้กฎการควบคุมเป็น

$$u(k) = k_o \cdot v_r(k) + K \cdot x(k) \quad (3.31)$$

$$\text{โดยที่ } K = [0 \ 0 \ k1 \ k2] \quad (3.32)$$



รูปที่ 3.14 การป้อนกลับตัวแปรสถานะโดยพิจารณาวงจรกรองผ่านต่ำของวงจรตรวจจับด้วย

เมื่อเราแทนค่าสมการที่ (3.31) ลงในสมการที่ (3.26) จะได้สมการสถานะของระบบวงปิดเป็นสมการที่ (3.33)

$$x(k+1) = (M - N \cdot K) \cdot x(k) + k_o \cdot N \cdot v_r(k)$$

$$y(k) = J \cdot x(k) \quad (3.33)$$

ฟังก์ชันโอนย้ายของระบบวงปิดจากแรงดันคำสั่ง $v_r(k)$ ไปยังแรงดันด้านออก $v_o(k)$

คือ

$$P(z) = \frac{v_o(z)}{v_r(z)} = C(zI - M + N \cdot K)^{-1} k_o N \quad (3.34)$$

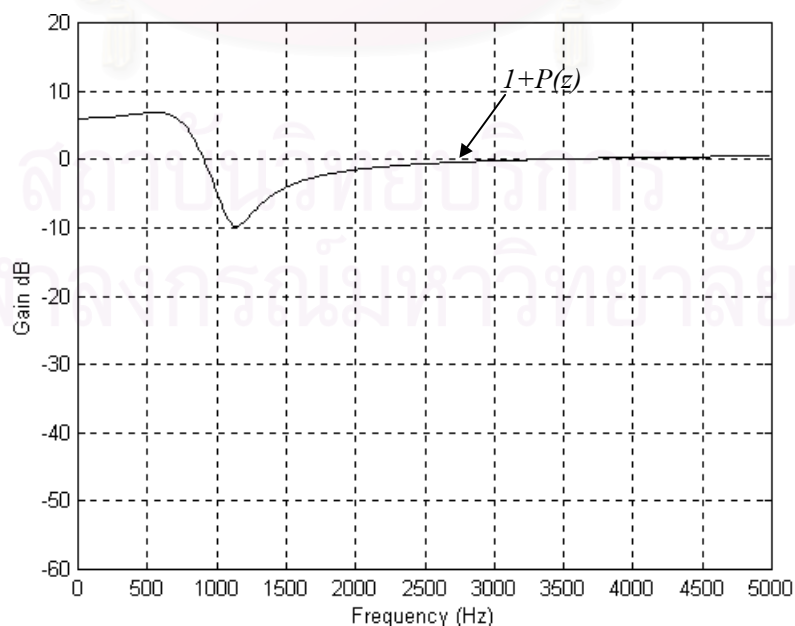
เมื่อเราแทนค่าอัตราขยายการ k_o , k_p , และ k_2 ที่ได้จากการออกแบบตัวควบคุมแบบเดคิมิต และค่าพารามิเตอร์ต่างๆในตารางที่ 3.1 ทำให้ได้สมการสถานะของระบบวงปิดเป็น

$$P(z) = \frac{0.0094 \cdot z^3 + 0.0339 \cdot z^2 + 0.0078 \cdot z}{z^4 - 1.0806 \cdot z^3 + 0.1103 \cdot z^2 + 0.2664 \cdot z + 0.018} \quad (3.35)$$

โดยอาศัยสมการที่ (3.35) เราสามารถตรวจสอบกับเงื่อนไขเสถียรภาพในสมการที่ (3.24) พบว่าสมการ (3.24) เป็นจริง ต่อไปเราจะออกแบบวงจรรองผ่านต่ำ $Q(z)$ ให้สอดคล้องเงื่อนไขในสมการที่ (3.25) เพื่อช่วยรักษาเสถียรภาพของระบบ สมการที่ (3.25) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$|Q(z)|_{z=e^{j\omega T}} < |1 + P(z)|_{z=e^{j\omega T}} \quad \text{สำหรับทุกค่า } \omega \quad (3.36)$$

ผลตอบสนองเชิงความถี่ของ $|1 + P(z)|$ เป็นดังรูปที่ 3.15 จากสมการ (3.36) ซึ่งให้เห็นว่าถ้าเราเลือกวงจรรองผ่านต่ำ $Q(z)$ ที่มีอัตราขยายต่ำกว่า $|1 + P(z)|$ ในทุกย่านความถี่ ระบบจะมีเสถียรภาพ ในทางตรงข้ามถ้าเลือกวงจรรองผ่านต่ำ $Q(z)$ ที่มีอัตราขยายมากกว่า $|1 + P(z)|$ ที่ความถี่ใดความถี่หนึ่งระบบจะมีโอกาสขาดเสถียรภาพได้



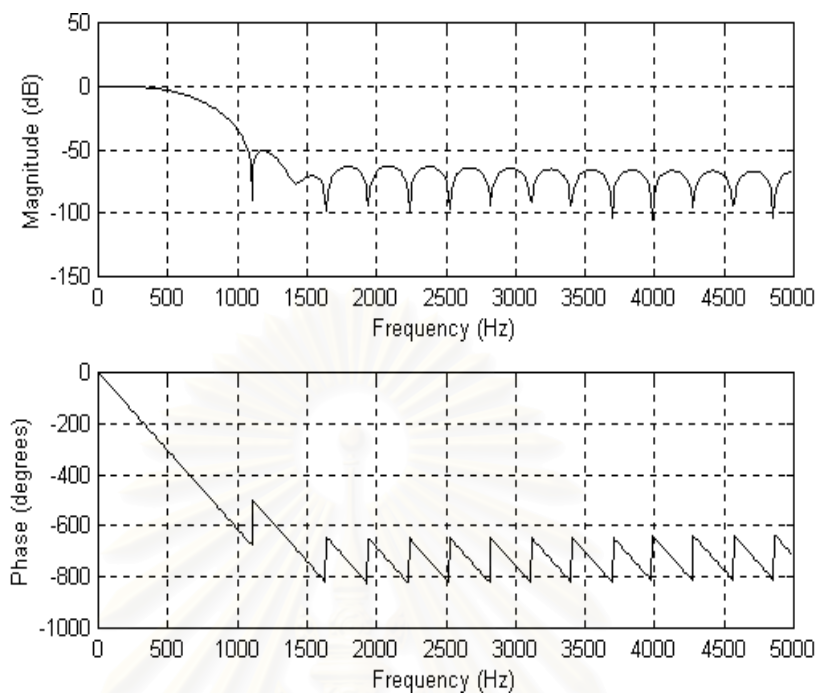
รูปที่ 3.15 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของ $1+P(z)$

วงจรรองผ่านต่ำในระบบเวลาไม่ต่อเนื่องมีอยู่ 2 ประเภทด้วยกันคือแบบ IIR (Infinite Impulse Response) และแบบ FIR (Finite Impulse Response) ซึ่งในการที่จะรักษาเสถียรภาพของระบบนั้นเราสามารถเลือกใช้ได้ทั้ง 2 แบบ แต่เมื่อกำหนดถึงความต้องการกำจัดค่าความผิดพลาดให้หมดไป วงจรรองผ่านต่ำแบบ IIR จะไม่เหมาะเนื่องจากสัญญาณที่ออกจากวงจรรองผ่านต่ำแบบ IIR จะมีการเลื่อนเฟสแบบไม่เชิงเส้นทำให้รูปคลื่นสัญญาณที่ผ่านวงจรรองเกิดความเพี้ยนไปจากสัญญาณเดิม ส่งผลให้ตัวควบคุมแบบทำซ้ำสร้างคำสั่งที่จะไปชดเชยผิดพลาด แต่ในกรณีที่เรานำวงจรรองผ่านต่ำแบบ FIR สัญญาณที่ออกจากวงจรรองผ่านต่ำนี้จะมีเฟสเลื่อนไปเป็นแบบเชิงเส้นรูปคลื่นสัญญาณจึงยังคงเดิมเพียงแต่มีการล่าช้าทางเวลาเท่านั้น ซึ่งเวลาล่าช้าสามารถแก้ไขได้โดยการชดเชยเฟสในตัวควบคุมแบบทำซ้ำ ดังนั้นตัวควบคุมแบบทำซ้ำจะสามารถกำจัดค่าความผิดพลาดให้หมดไปได้อย่างมีประสิทธิภาพ ในที่นี้เราจึงเลือกใช้วงจรรองผ่านต่ำแบบ FIR ซึ่งมีวิธีการออกแบบในภาคผนวก ก วงจรรองผ่านต่ำ FIR ที่ใช้กรณีนี้มีความถี่หักมุมอยู่ที่ 600 Hz และมีสมการเป็น

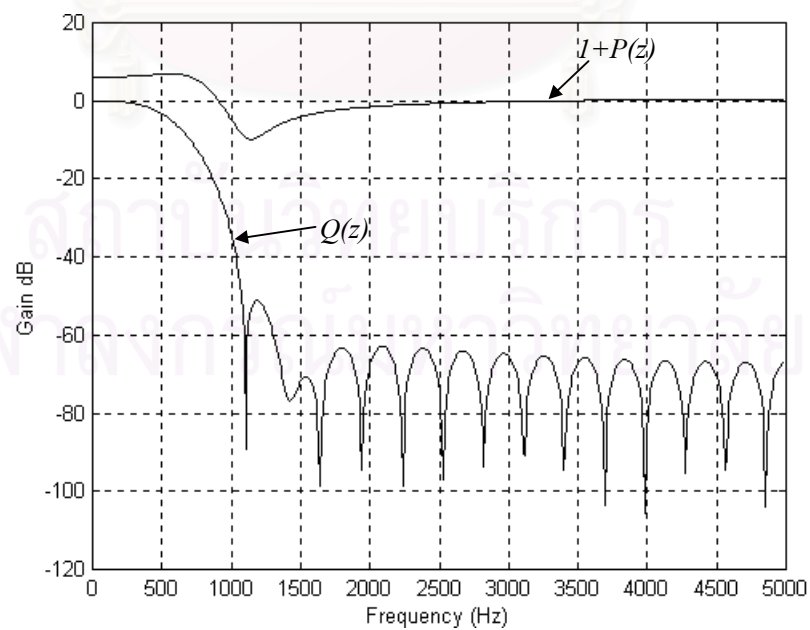
$$\begin{aligned}
 Q(z) = & 0.0002 - 0.0004 \cdot z^{-1} - 0.0014 \cdot z^{-2} - 0.0029 \cdot z^{-3} \\
 & - 0.0048 \cdot z^{-4} - 0.0068 \cdot z^{-5} - 0.0082 \cdot z^{-6} - 0.0077 \cdot z^{-7} \\
 & - 0.0044 \cdot z^{-8} + 0.0029 \cdot z^{-9} + 0.0146 \cdot z^{-10} + 0.0305 \cdot z^{-11} \\
 & + 0.0495 \cdot z^{-12} + 0.0699 \cdot z^{-13} + 0.0894 \cdot z^{-14} + 0.1056 \cdot z^{-15} \\
 & + 0.1163 \cdot z^{-16} + 0.12 \cdot z^{-17} + 0.1163 \cdot z^{-18} + 0.1056 \cdot z^{-19} \\
 & + 0.0894 \cdot z^{-20} + 0.0699 \cdot z^{-21} + 0.0495 \cdot z^{-22} + 0.0305 \cdot z^{-23} \\
 & + 0.0146 \cdot z^{-24} + 0.0029 \cdot z^{-25} - 0.0044 \cdot z^{-26} - 0.0077 \cdot z^{-27} \\
 & - 0.0082 \cdot z^{-28} - 0.0068 \cdot z^{-29} - 0.0048 \cdot z^{-30} - 0.0029 \cdot z^{-31} \\
 & - 0.0014 \cdot z^{-32} - 0.0004 \cdot z^{-33} + 0.0002 \cdot z^{-34} \quad (3.37)
 \end{aligned}$$

ผลตอบสนองเชิงความถี่ของวงจรรองในสมการที่ (3.37) แสดงได้ดังรูปที่ 3.16 ซึ่งเมื่อนำไปวิเคราะห์เสถียรภาพตามสมการที่ (3.36) จะได้ผลดังแสดงในรูปที่ 3.17

จากรูปที่ 3.17 เราพบว่าวงจรรองผ่านต่ำ $Q(z)$ จะมีอัตราขยายต่ำกว่า $|1 + P(z)|$ ทุกย่านความถี่ดังนั้นระบบจะมีเสถียรภาพ เราจะตรวจสอบความถูกต้องของผลการวิเคราะห์นี้โดยการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม MATLAB with SIMULINK โดยจะให้กำหนดเวลาประวิงเป็น 4.8 us เช่นเดิม

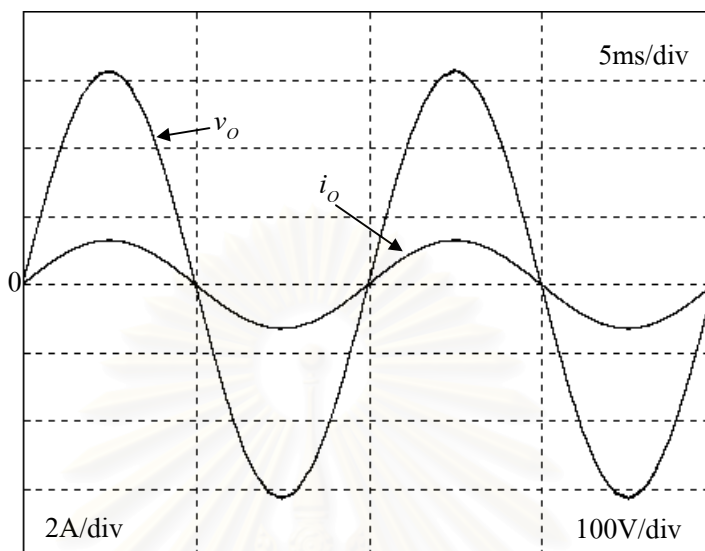


รูปที่ 3.16 วงจรกรองผ่านต่ำแบบ FIR ที่มีความถี่หักมุมอยู่ที่ 600 Hz

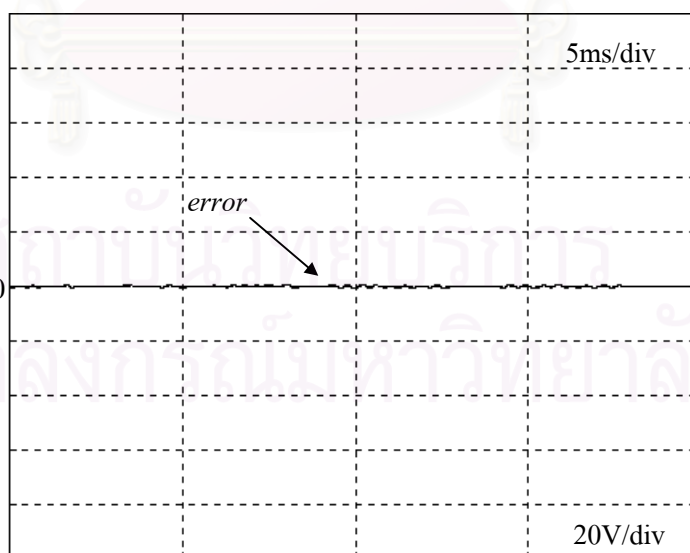


รูปที่ 3.17 วิเคราะห์เสถียรภาพของระบบ

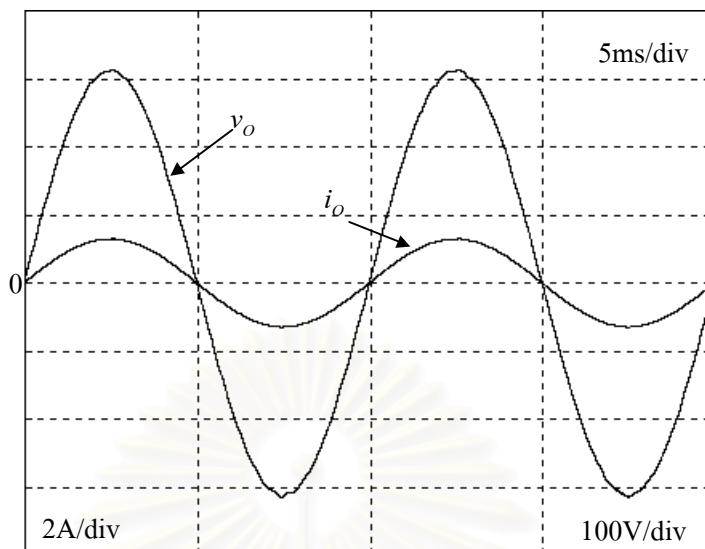
1) กรณีโหลดความต้านทาน 200วัตต์



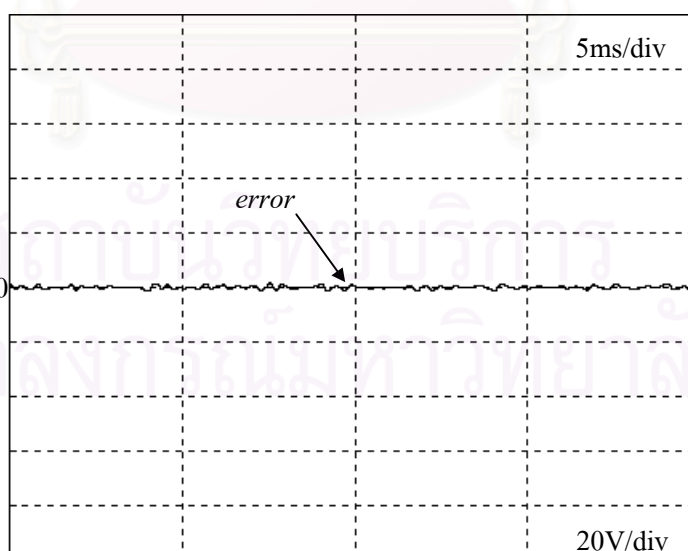
รูปที่ 3.18 รูปคลื่นแรงดันด้านออกและกระแสโหลดในกรณีโหลดความต้านทาน 200W
($f_{sw} = 10\text{kHz}$)



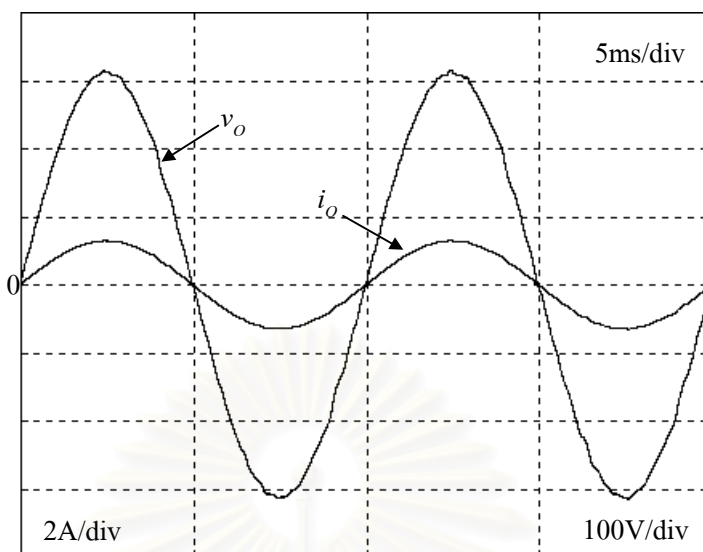
รูปที่ 3.19 ค่าความผิดพลาดของแรงดันด้านออกในกรณีโหลดความต้านทาน 200W
($f_{sw} = 10\text{kHz}$)



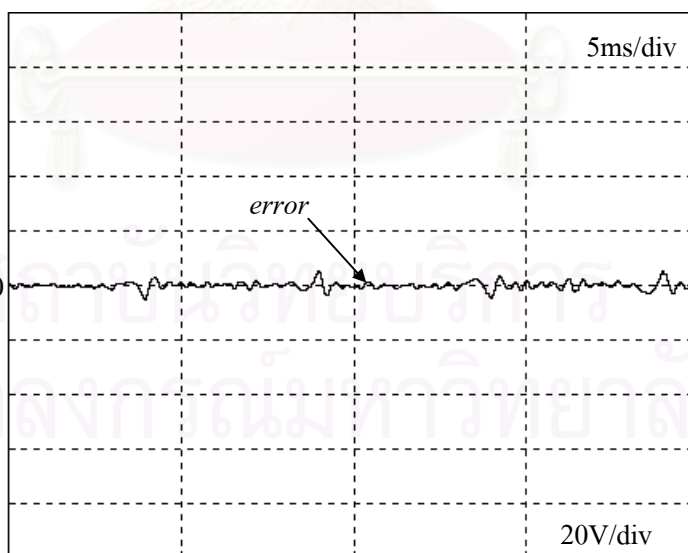
รูปที่ 3.20 รูปคลื่นแรงดันด้านออกและกระแสไหลในกรณีโหลดความต้านทาน 200W
($f_{sw} = 20\text{kHz}$)



รูปที่ 3.21 ค่าความผิดพลาดของแรงดันด้านออกในกรณีโหลดความต้านทาน 200W
($f_{sw} = 20\text{kHz}$)

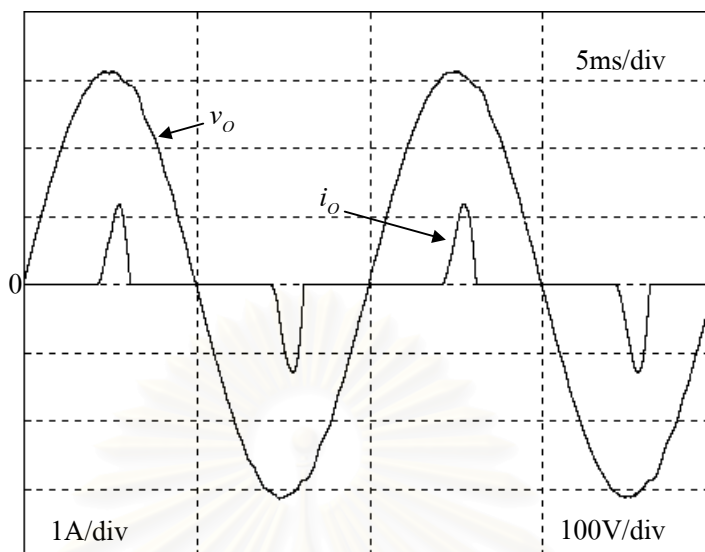


รูปที่ 3.22 รูปคลื่นแรงดันดันออกและกระแสไหลในกรณีโหลดความต้านทาน 200W
($f_{sw} = 40\text{kHz}$)

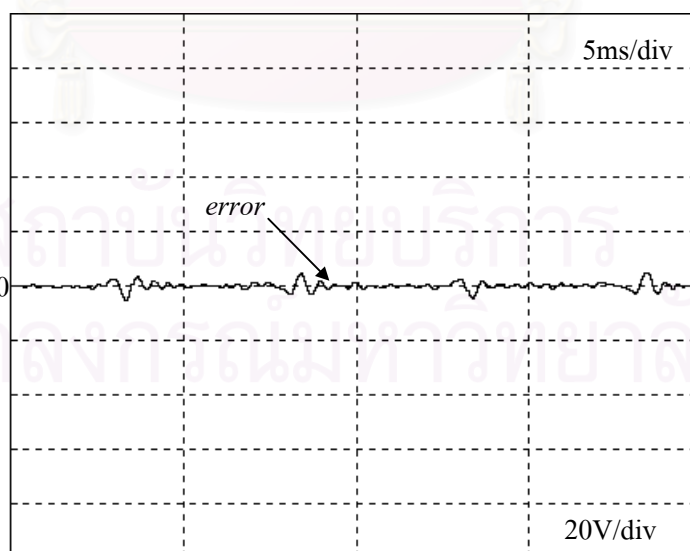


รูปที่ 3.23 ค่าความผิดพลาดของแรงดันดันออกในกรณีโหลดความต้านทาน 200W
($f_{sw} = 40\text{kHz}$)

2) โหลดเป็นวงจรเรียงกระแสและความถี่การสวิตช์เท่ากับ 20 kHz



รูปที่ 3.24 รูปคลื่นแรงดันด้านออกและกระแสโหลดในกรณีโหลดวงจรเรียงกระแส



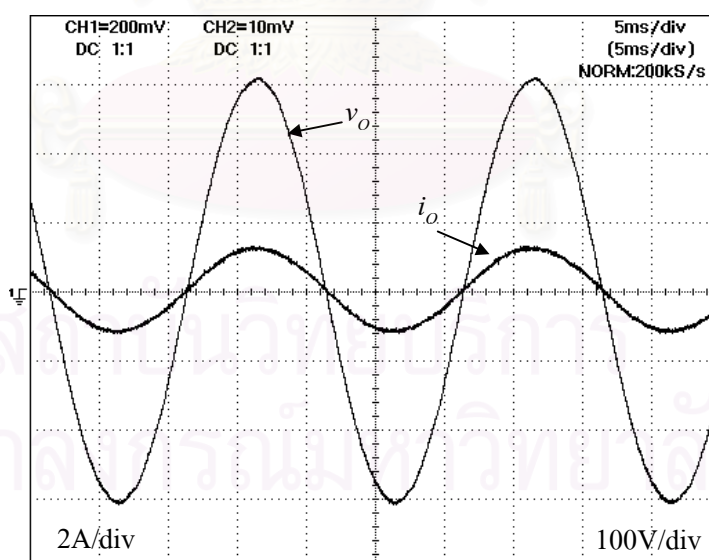
รูปที่ 3.25 ค่าความผิดพลาดของแรงดันด้านออกในกรณีโหลดวงจรเรียงกระแส

จากผลการจำลองเราพบว่าเมื่อเพิ่มตัวควบคุมแบบทำซ้ำเข้าไปในระบบจะทำให้คุณภาพของแรงดันด้านออกดีขึ้นที่สภาวะโหลดต่างๆ แรงดันด้านออกจะมีการแกว่งเล็กน้อยเมื่อความถี่การสวิตช์สูงมากขึ้นถึงประมาณ 40kHz เนื่องจากตัวควบคุมแบบทำซ้ำพยายามที่จะสร้างแรงดันสูงมาชดเชยแรงดันที่หายไปเนื่องจากเวลาประวิง สำหรับกรณีโหลดเป็นวงจรเรียงกระแส ค่าความผิดพลาดยังคงเหลืออยู่เล็กน้อยเนื่องจากวงจรกรองผ่านต่ำที่ใส่ไว้เพื่อรักษาเสถียรภาพของระบบจะทำให้ตัวควบคุมแบบทำซ้ำสามารถกำจัดค่าความผิดพลาดในเฉพาะย่านความถี่ต่ำกว่า 600 Hz เท่านั้น

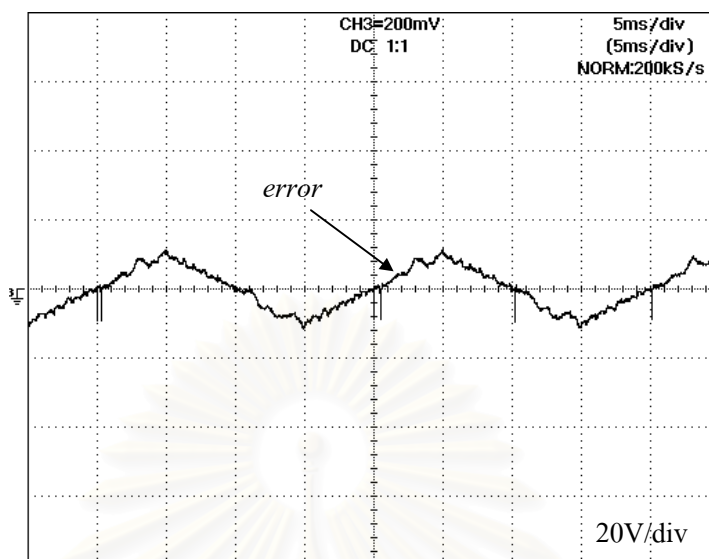
3.3 ผลการทดสอบ

พารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดสอบอินเวอร์เตอร์แสดงได้ดังตารางที่ 3.1 ซึ่งเหมือนกับกรณีจำลองการทำงานทุกประการ โดยจะแบ่งการทดสอบเป็น 2 กรณีคือ กรณีใช้ตัวควบคุมแบบเดบิตทีอย่างเดียว และกรณีใช้ตัวควบคุมแบบทำซ้ำและตัวควบคุมแบบเดบิตที ซึ่งได้ผลการทดลองดังต่อไปนี้

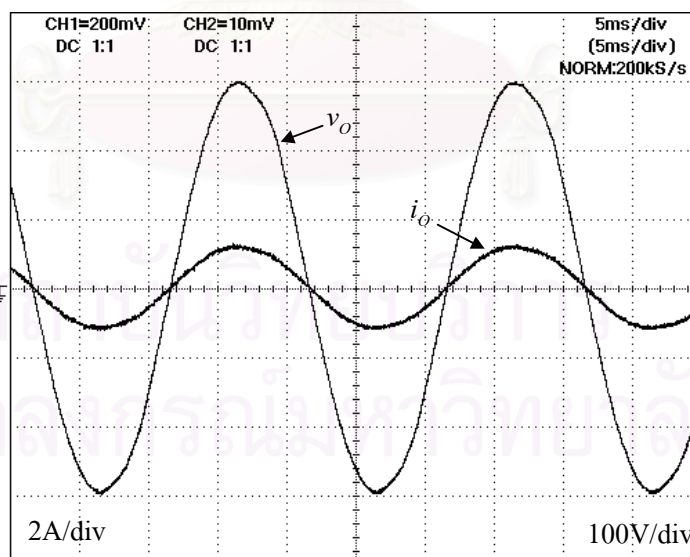
- 1) กรณีใช้ตัวควบคุมแบบเดบิตทีอย่างเดียวและมีโหลดเป็นความต้านทาน 200W



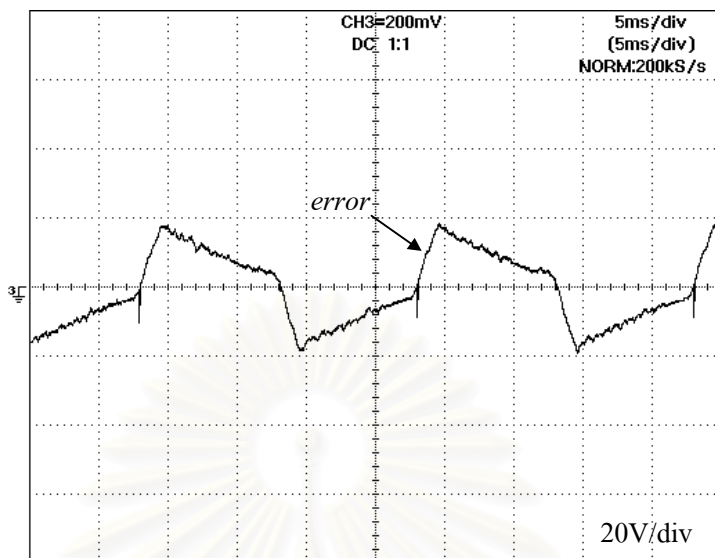
รูปที่ 3.26 รูปคลื่นแรงดันด้านออกและกระแสโหลดในกรณีโหลดความต้านทาน 200W
($f_{sw} = 10\text{kHz}$)



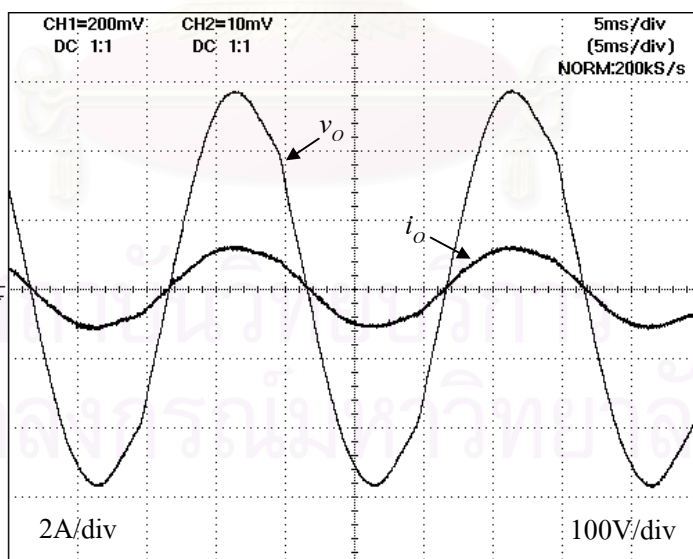
รูปที่ 3.27 ค่าความผิดพลาดของแรงดันด้านออกในกรณีโหลดความต้านทาน 200W
($f_{sw}=10\text{kHz}$)



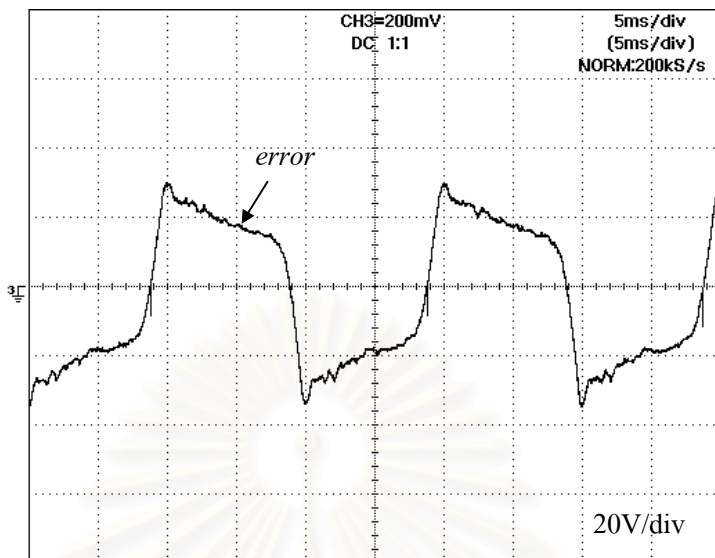
รูปที่ 3.26 รูปคลื่นแรงดันด้านออกและกระแสโหลดในกรณีโหลดความต้านทาน 200W
($f_{sw}=20\text{kHz}$)



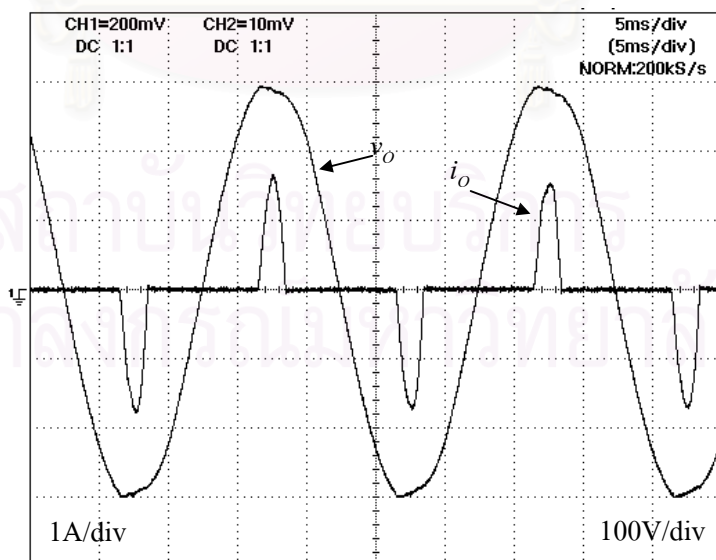
รูปที่ 3. 28 ค่าความผิดพลาดของแรงดันด้านออกที่ในกรณีโหลดความต้านทาน 200W
($f_{sw}=20\text{kHz}$)



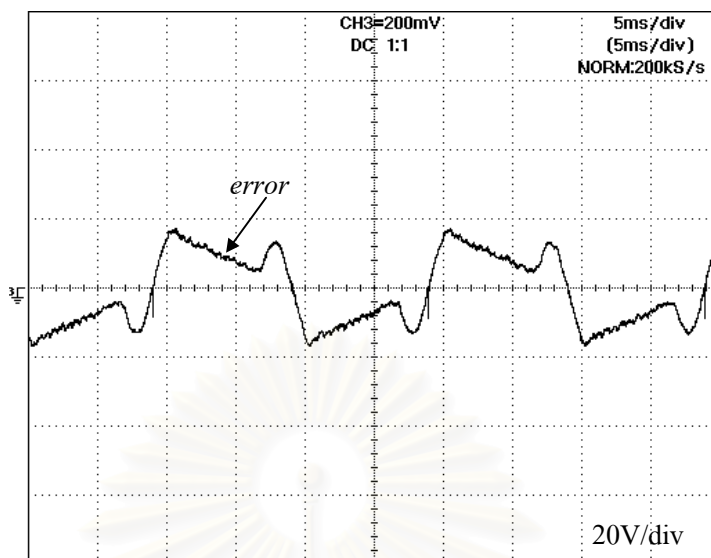
รูปที่ 3.29 รูปคลื่นแรงดันด้านออกและกระแสโหลดในกรณีโหลดความต้านทาน 200W
($f_{sw}=40\text{kHz}$)



รูปที่ 3.30 ค่าความผิดพลาดของแรงดันด้านออกในกรณีโหลดความต้านทาน 200W
($f_{sw}=40\text{kHz}$)



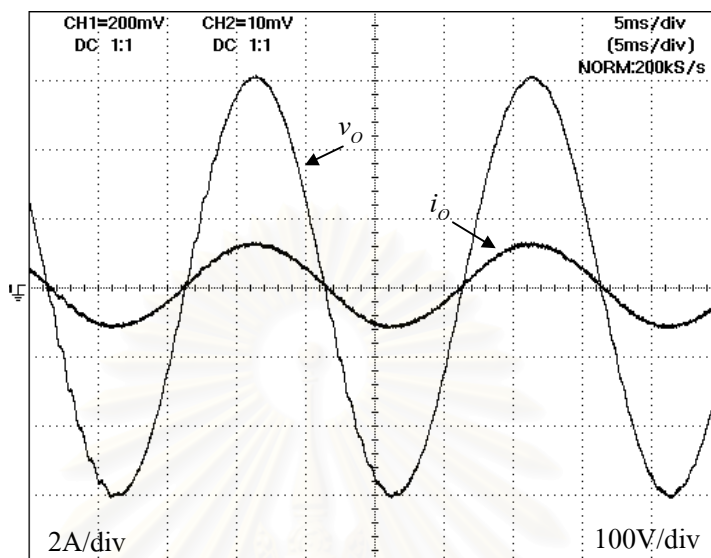
รูปที่ 3.31 รูปคลื่นแรงดันด้านออกและกระแสโหลดในกรณีโหลดวงจรเรียงกระแส



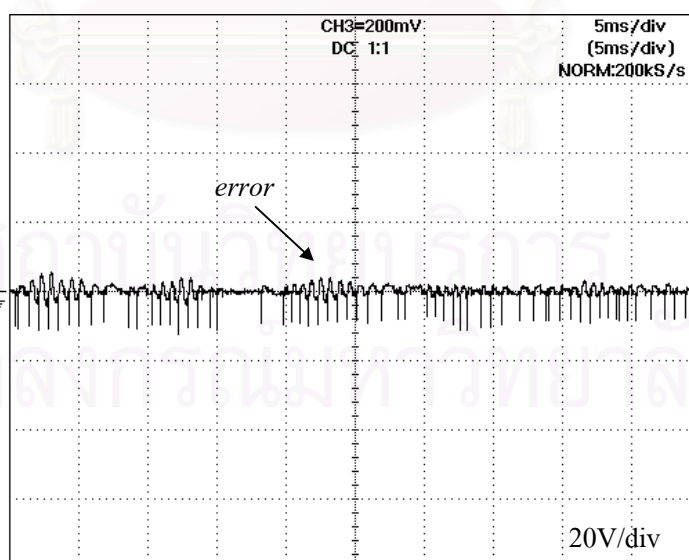
รูปที่ 3.32 ค่าความผิดพลาดของแรงดันด้านออกในกรณีโหลดวงจรเรียงกระแส

ผลการทดสอบในรูปที่ 3.26 ถึงรูปที่ 3.32 สอดคล้องกับผลการจำลองการทำงานที่ได้นำเสนอก่อนหน้านี้ ตัวควบคุมแบบเดคิมิสามารถสร้างแรงดันด้านออกได้ดีที่ความถี่การสวิตช์ต่ำ(10kHz) แต่จะไม่สามารถชดเชยแรงดันที่หายไปได้ ที่ความถี่การสวิตช์สูงหรือเมื่อมีโหลดแบบไม่เชิงเส้นและเนื่องจากตัวควบคุมแบบเดคิมิมีการป้อนกลับโดยใช้อัตราขยายการป้อนกลับที่มีค่าคงที่ดังนั้นเมื่อโหลดมีการเปลี่ยนแปลงมากๆแรงดันด้านออกจะยังคงมีลักษณะเป็นไซน์แต่จะมีขนาดเปลี่ยนแปลงไป จึงไม่ควรนำอินเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุมแบบเดคิมิทอย่างเดียวไปใช้กับงานที่โหลดมีการเปลี่ยนแปลงมากและความถี่การสวิตช์สูง

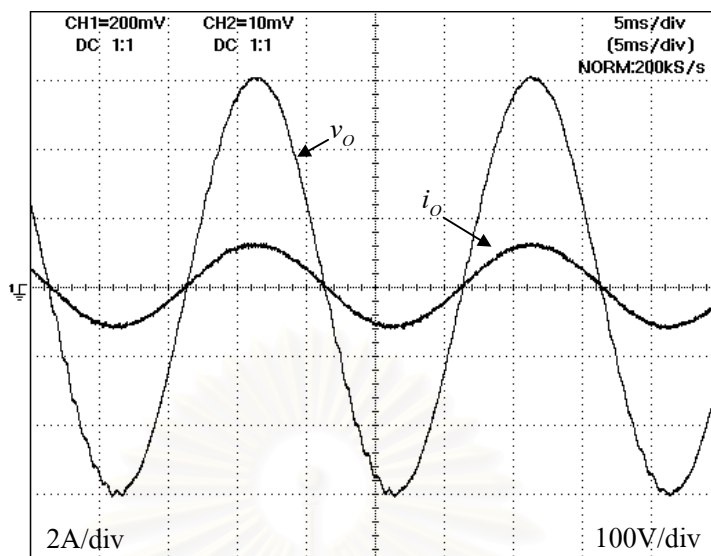
2) กรณีใช้ตัวควบคุมแบบทำซ้ำและตัวควบคุมแบบเดบิต



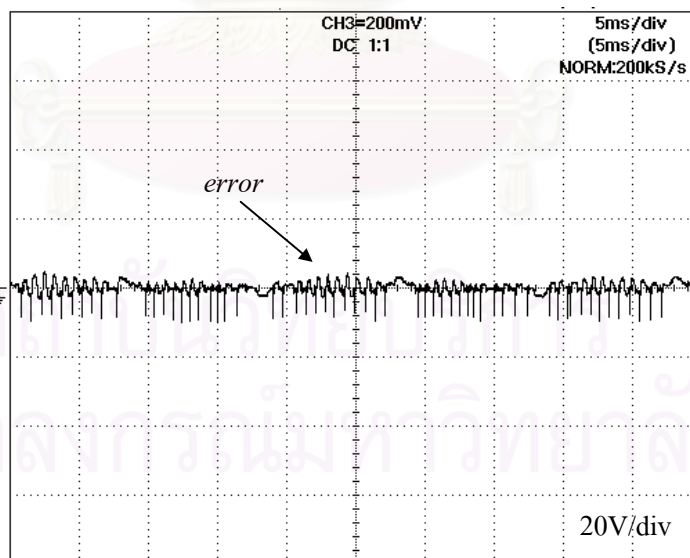
รูปที่ 3.33 รูปคลื่นของแรงดันด้านออกและกระแสโหลดในกรณีโหลดความต้านทาน 200W เมื่อเพิ่มตัวควบคุมแบบทำซ้ำเข้าไปในระบบ ($f_{sw} = 10\text{kHz}$)



รูปที่ 3.34 ค่าความผิดพลาดของแรงดันด้านออกในกรณีโหลดความต้านทาน 200W เมื่อเพิ่มตัวควบคุมแบบทำซ้ำเข้าไปในระบบ ($f_{sw} = 10\text{kHz}$)



รูปที่ 3.35 รูปคลื่นของแรงดันด้านออกและกระแสไหลคในกรณีโหลดความต้านทาน 200W
เมื่อเพิ่มตัวควบคุมแบบทำซ้ำเข้าไปในระบบ ($f_{sw} = 20\text{kHz}$)



รูปที่ 3.36 ค่าความผิดพลาดของแรงดันด้านออกในกรณีโหลดความต้านทาน 200W
เมื่อเพิ่มตัวควบคุมแบบทำซ้ำเข้าไปในระบบ ($f_{sw} = 20\text{kHz}$)

จากผลการทดสอบในรูปที่ 3.33 ถึงรูปที่ 3.36 เราพบว่า การเพิ่มตัวควบคุมแบบทำซ้ำเข้าไปในระบบจะทำให้ระบบเกิดการแกว่งของแรงดันด้านออกและกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ (ไม่ได้แสดงในรูป) เมื่อความถี่การสวิตซ์สูงขึ้นระบบจะแกว่งรุนแรงมากขึ้น ที่ความถี่การสวิตซ์ 40 kHz ระบบมีการแกว่งของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำรุนแรงมากจนไม่สามารถเก็บผลการทดลองได้ (กระแสเกิน) และเมื่อทำการตรวจสอบสัญญาณคำสั่งที่ออกมาจากตัวควบคุมแบบทำซ้ำพบว่า มีองค์ประกอบสัญญาณรบกวนที่มีความถี่เดียวกันกับความถี่ที่กระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ และแรงดันด้านออกแกว่งและเป็นความถี่ของวงจรกรอง LC ของอินเวอร์เตอร์ เนื่องจากตัวควบคุมแบบเดบิตเป็นตัวควบคุมที่มีผลตอบสนองไว จึงทำให้แรงดันด้านออกให้เกิดการแกว่งขึ้นด้วยแนวทางแก้ไขปัญหานี้ของระบบควบคุมแบบทำซ้ำมีอยู่ 2 แนวทางคือ

1) ป้องกันไม่ให้ตัวควบคุมแบบทำซ้ำสร้างแรงดันคำสั่งทำให้เกิดการแกว่ง ซึ่งทำได้โดยออกแบบวงจรกรองผ่านต่ำ $Q(z)$ ให้มีความถี่หักมุมต่ำมากๆ เพื่อไม่ให้ตัวควบคุมแบบทำซ้ำมองเห็นองค์ประกอบความถี่ที่เกิดการแกว่ง แต่วิธีนี้มีข้อเสียคือจะทำให้ค่าความผิดพลาดของแรงดันถูกกำจัดไปไม่หมด โดยเฉพาะกรณีโหลดเป็นวงจรเรียงกระแส หรือ

2) ลดความไวของตัวควบคุมแบบเดบิตลงไม่ให้ตอบสนองต่อสัญญาณคำสั่งที่มีการแกว่ง วิธีนี้จะสามารถทำได้โดยการออกแบบตัวควบคุมแบบป้อนกลับตัวแปรสถานะใหม่โดยวางขั้วของระบบไว้ที่อื่นที่ไม่ใช่ศูนย์เพื่อลดความไวของระบบลง ซึ่งค่าความผิดพลาดของแรงดันยังคงถูกกำจัดให้หมดไปเหมือนเดิม เราจึงเลือกใช้วิธีที่ 2

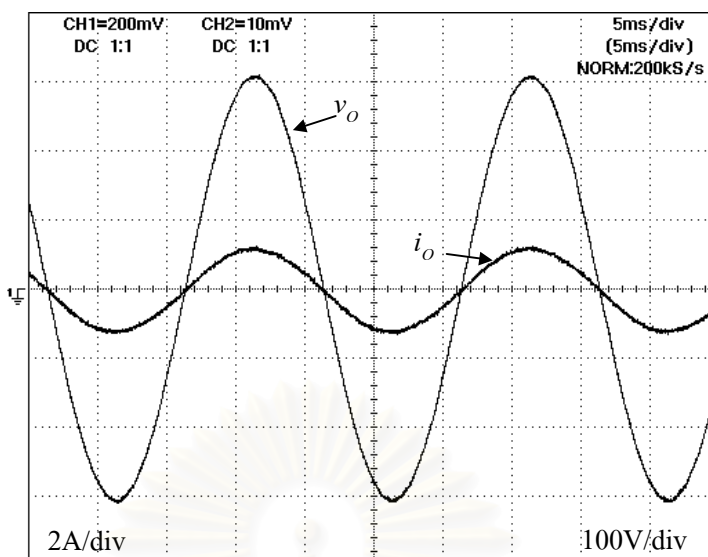
เดิมในการควบคุมแบบเดบิต ผลตอบสนองของแรงดันด้านออกจะมีช่วงเวลาเข้าที่ (setting time, t_s) ประมาณ 2 คาบการชั้ตัวอย่างหรือประมาณ $200 \mu\text{sec}$ ดังนั้นเราจึงออกแบบใหม่ให้ตัวควบคุมแบบป้อนกลับตัวแปรสถานะมีช่วงเวลาลู่เข้าประมาณ $500 \mu\text{sec}$ แทน และมีอัตราหน่วง (damping ratio, ζ) ประมาณ 0.8 ซึ่งผลการออกแบบทำให้ได้ตำแหน่งขั้วของระบบเป็น

$$z = 0.3708 \pm j0.2537 \quad (3.38)$$

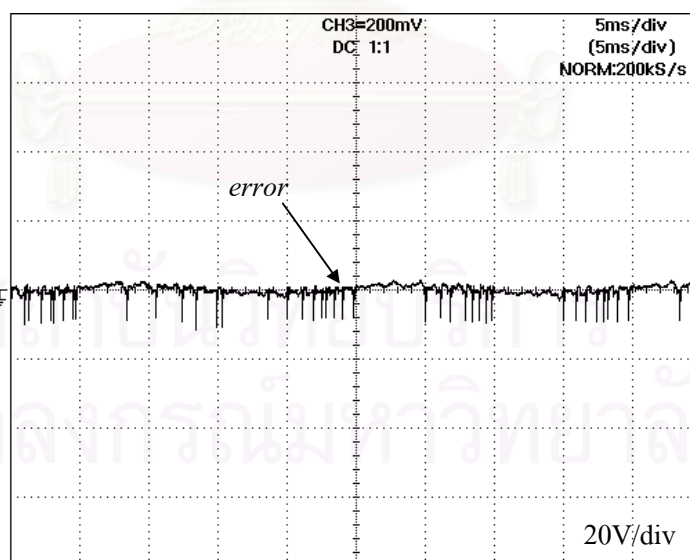
เมื่อใช้วิธีการออกแบบตัวควบคุมแบบตามรอยที่กล่าวมาแล้วข้างต้นเพื่อหาค่าอัตราขยายสำหรับวางขั้วของระบบให้เป็นไปตามสมการที่ (3.38) จะได้ค่าอัตราขยายเป็น

$$k_o = 2.8590, k_1 = 23.8638 \text{ และ } k_2 = 1.8577 \quad (3.39)$$

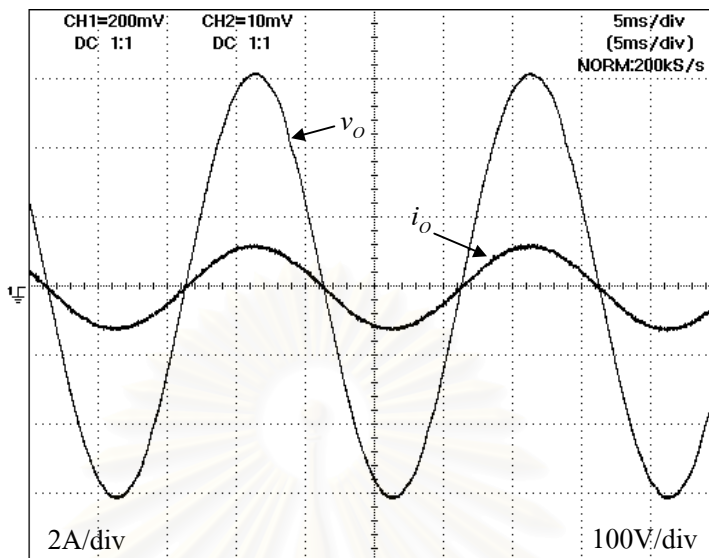
เมื่อเรานำค่าอัตราขยายในสมการที่ (3.39) ไปวิเคราะห์เสถียรภาพของระบบเมื่อเพิ่มตัวควบคุมแบบทำซ้ำเข้ามาโดยใช้วิธีเดิม พบว่าระบบยังมีเสถียรภาพโดยใช้วงจรกรองผ่านต่ำ $Q(z)$ ตัวเดิม และได้ผลการทดสอบระบบดังนี้



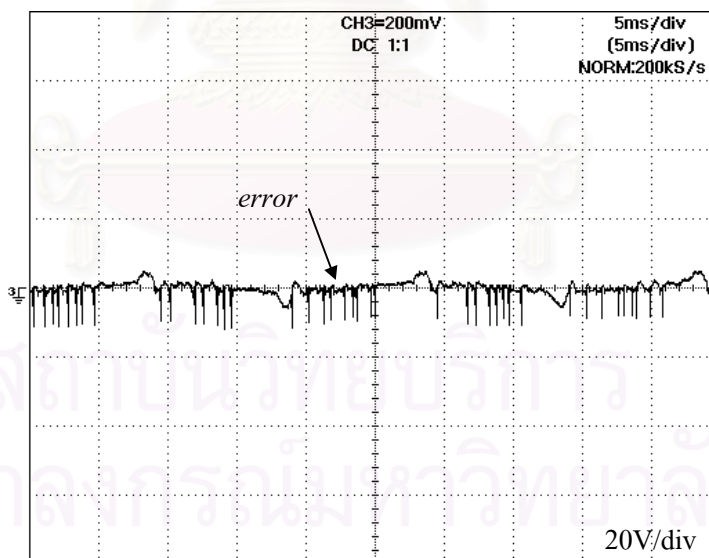
รูปที่ 3.37 รูปคลื่นของแรงดันด้านออกและกระแสโหลดในกรณีโหลดความต้านทาน 200W
เมื่อมีการปรับระบบควบคุมแบบทำซ้ำ ($f_{sw} = 10\text{kHz}$)



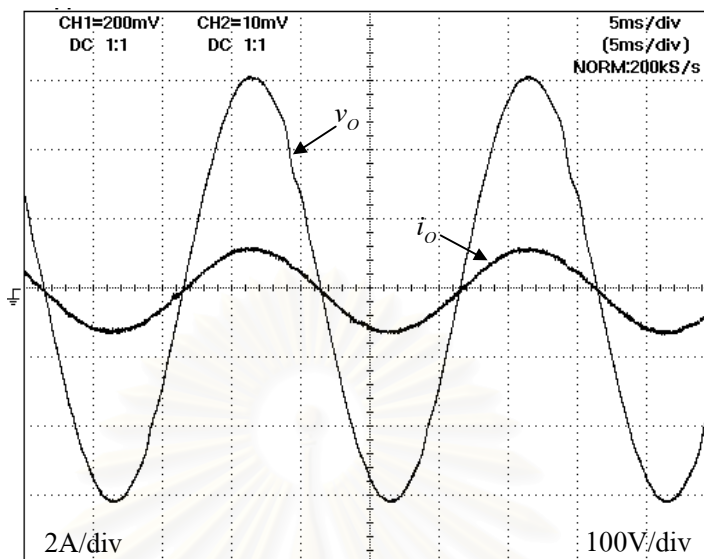
รูปที่ 3.38 ค่าความผิดพลาดของแรงดันด้านออกในกรณีโหลดความต้านทาน 200W
เมื่อมีการปรับระบบควบคุมแบบทำซ้ำ ($f_{sw} = 10\text{kHz}$)



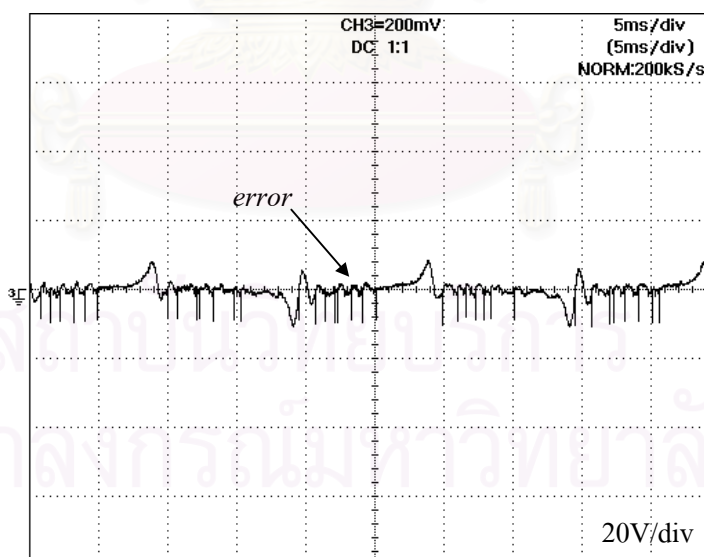
รูปที่ 3.39 รูปคลื่นของแรงดันด้านออกและกระแสโหลดในกรณีโหลดความต้านทาน 200W
เมื่อมีการปรับปรุงระบบควบคุมแบบทำซ้ำ ($f_{sw} = 20\text{kHz}$)



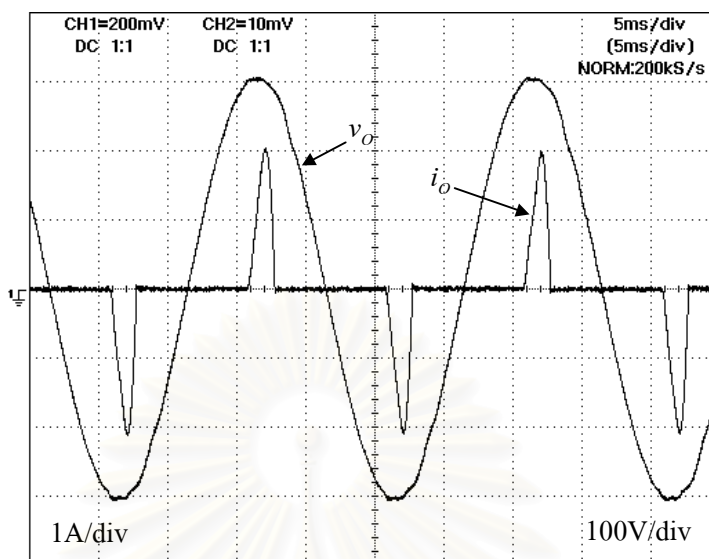
รูปที่ 3.40 ค่าความผิดพลาดของแรงดันด้านออกในกรณีโหลดความต้านทาน 200W
เมื่อมีการปรับปรุงระบบควบคุมแบบทำซ้ำ ($f_{sw} = 20\text{kHz}$)



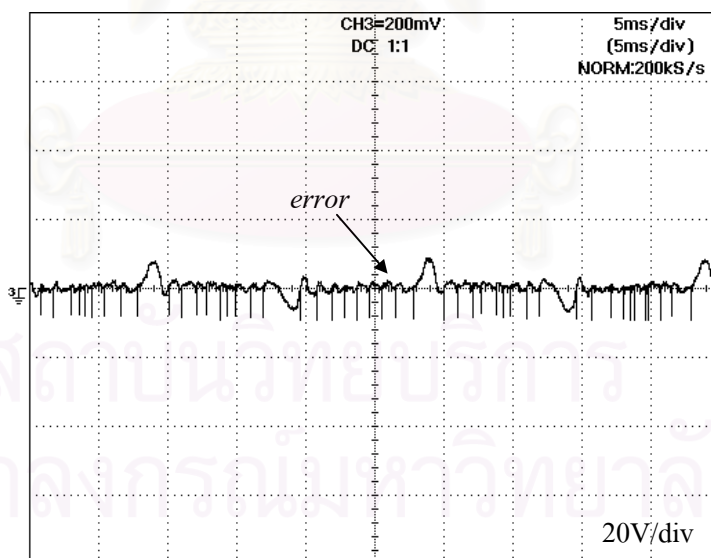
รูปที่ 3.41 รูปคลื่นของแรงดันด้านออกและกระแสโหลดในกรณีโหลดความต้านทาน 200W
เมื่อมีการปรับระบบควบคุมแบบทำซ้ำ ($f_{sw} = 40\text{kHz}$)



รูปที่ 3.42 ค่าความผิดพลาดของแรงดันด้านออกในกรณีโหลดความต้านทาน 200W
เมื่อมีการปรับระบบควบคุมแบบทำซ้ำ ($f_{sw} = 40\text{kHz}$)



รูปที่ 3.43 รูปคลื่นของแรงดันด้านออกและกระแสโหลดในกรณีโหลดวงจรเรียงกระแส
เมื่อมีการปรับปรุงระบบควบคุมแบบทำซ้ำ ($f_{sw} = 20\text{kHz}$)



รูปที่ 3.44 ค่าความผิดพลาดของแรงดันด้านออกในกรณีโหลดวงจรเรียงกระแส
เมื่อมีการปรับปรุงระบบควบคุมแบบทำซ้ำ ($f_{sw} = 20\text{kHz}$)

ผลการทดสอบในรูปที่ 3.37 ถึง 3.44 แสดงให้เห็นว่าการปรับปรุงระบบควบคุมแบบทำซ้ำโดยการลดความไวของตัวควบคุมแบบป้อนกลับตัวแปรสถานะลงจะช่วยลดการแกว่ง

ของแรงดันด้านออกลงได้ทำให้คุณภาพของแรงดันด้านออกดีขึ้น ถึงแม้เราจะไม่สามารถกำจัดค่าความผิดพลาดให้หมดไปได้ แต่ก็สามารถลดค่าผิดพลาดของแรงดันลงได้มาก ทำให้เราสามารถสร้างแรงดันที่มีลักษณะใกล้เคียงไซน์ที่มีความเพี้ยนต่ำได้ทั้งในกรณีโหลดเชิงเส้นและโหลดไม่เชิงเส้นได้ตามวัตถุประสงค์ที่ตั้งไว้

อย่างไรก็ตามในการเชื่อมวงจรอินเวอร์เตอร์เข้ากับวงจรเรียงกระแสแบบวิธีสวิตช์ อาจจะทำให้เกิดการแกว่งของแรงดันด้านออกได้อีก เนื่องจากแรงดันบัลไฟตรงจะไม่นิ่งและปัญหาสัญญาณรบกวนที่มากขึ้นในวงจรตรวจจับ ในกรณีนั้นเราจะใช้หลักการลดความไวของตัวควบคุมแบบป้อนกลับตัวแปรสถานะเพื่อช่วยแก้ปัญหาการแกว่งของแรงดันด้านออกได้เช่นกัน ซึ่งรายละเอียดจะกล่าวต่อไปในบทที่ 5



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

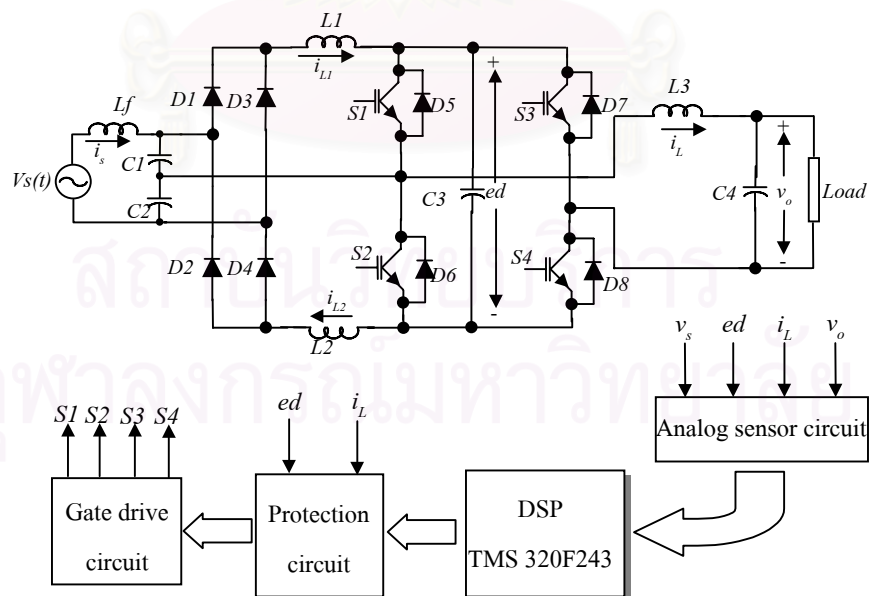
บทที่ 4

โครงสร้างฮาร์ดแวร์และซอฟต์แวร์ของระบบ

4.1 ระบบฮาร์ดแวร์รวมของวงจร

โครงสร้างฮาร์ดแวร์รวมโดยรวมของวงจรแปลงผันกำลังที่ทำการสร้างขึ้นสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.1 ซึ่งประกอบไปด้วย วงจรแปลงผันกำลัง, วงจรตรวจจับสัญญาณ, ตัวประมวลผลดิจิทัล(DSP), วงจรป้องกันกระแสและแรงดันเกิน และวงจรขับนำสวิตช์กำลัง

เราจะทำการตรวจจับสัญญาณต่างๆผ่านวงจรตรวจจับที่ทำหน้าที่แยกโคตสัญญาณและปรับขนาดสัญญาณให้มีค่าเหมาะสมแก่ตัวประมวลผลดิจิทัล สัญญาณที่ทำการตรวจจับประกอบด้วย แรงดันด้านเข้า (v_s), แรงดันบัสไฟตรง (ed), กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำของอินเวอร์เตอร์ (i_L) และแรงดันด้านออกของอินเวอร์เตอร์ (v_o) ตัวประมวลผลดิจิทัลจะรับค่าสัญญาณต่างๆผ่านตัวแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นดิจิทัลที่มีอยู่ภายใน จากนั้นจะทำการคำนวณค่าต่างๆเพื่อสร้างสัญญาณที่เหมาะสมเพื่อสั่งให้สวิตช์ทั้ง 4 ตัวทำงาน สัญญาณที่ตัวประมวลผลดิจิทัลสร้างจะถูกส่งไปให้วงจรป้องกันแรงดันบัสเกินและวงจรป้องกันกระแสเกินในส่วนตัวเหนี่ยวนำของอินเวอร์เตอร์ ถ้าแรงดันด้านออกบัสไฟตรงหรือกระแสด้านออกมีค่าเกินขอบเขตที่เราตั้งไว้ วงจรป้องกันจะ



รูปที่ 4.1 โครงสร้างของฮาร์ดแวร์โดยรวมของระบบ

ตั้งให้สวิตช์ทุกตัวหยุดนำกระแสทันที แต่ถ้าไม่มีความผิดพลาดเกิดขึ้นสัญญาณคำสั่งการสวิตช์ที่ได้รับจากตัวประมวลผลดิจิทัลจะถูกส่งไปให้วงจรขับนำ วงจรขับนำจะทำการแยกโคดและปรับขนาดสัญญาณคำสั่งให้มีค่าเหมาะสมเพื่อส่งไปขับนำสวิตช์กำลังแต่ละตัวต่อไป ในส่วนของวงจรแปลงผันกำลังจะประกอบไปด้วยส่วนต่างๆดังนี้

- แหล่งจ่ายไฟสลับ 1 เฟส 220 V 50 Hz
- ตัวเหนี่ยวนำสำหรับกรองความถี่การสวิตช์ของกระแสด้านเข้า (*Lin*) ขนาด 2.6mH 1 ตัว
- ตัวเก็บประจุไฟสลับ (*C1, C2*) ขนาด 5 uF 220V 2 ตัว
- ไดโอดเรียงกระแสแบบ ultrafast recovery ขนาด 15A 600V 4 ตัว
- ตัวเหนี่ยวนำของวงจรทบระดับ (*L1, L2*) ขนาด 0.48 mH 2 ตัว
- ตัวเก็บประจุไฟตรง (*C3*) ขนาด 2,875uF 1ตัว
- IGBT แบบ โมดูล ขนาด 75A 1200V 2 โมดูล
- ตัวเหนี่ยวนำสำหรับวงจรกรองความถี่การสวิตช์ของแรงดันด้านออก (*L3*) ขนาด 2.47 mH 1 ตัว
- ตัวเก็บประจุไฟสลับสำหรับกรองความถี่การสวิตช์ของแรงดันด้านออก (*C4*) ขนาด 25 uF 220V 1 ตัว

4.2 ซอฟต์แวร์ของระบบ

การทำงานของวงจรจะถูกควบคุมโดยตัวประมวลผลดิจิทัล TMS320F243 ซึ่งมีส่วนประกอบของซอฟต์แวร์ต่างๆจะแบ่งออกเป็น 3 ส่วนหลักดังนี้

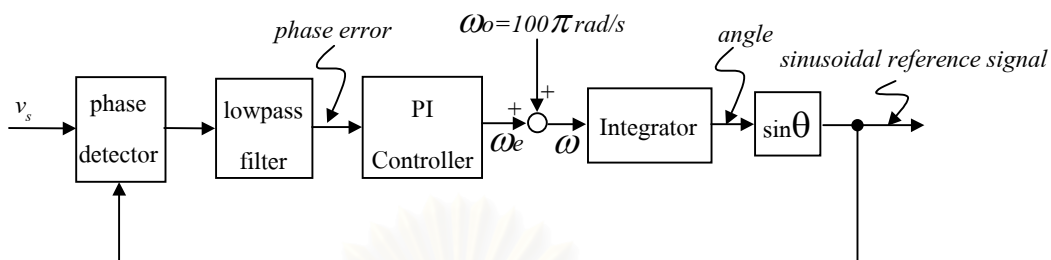
- 1) โปรแกรมวงรอบลือกเฟส
- 2) โปรแกรมควบคุมแรงดันบัสไฟตรง
- 3) โปรแกรมควบคุมแรงดันด้านออกของอินเวอร์เตอร์ ซึ่งประกอบไปด้วย
 - ตัวควบคุมแบบป้อนกลับตัวแปรสถานะ
 - ตัวควบคุมแบบทำซ้ำ

ซึ่งเราจะทำการแยกพิจารณาแต่ละโปรแกรมดังต่อไปนี้

4.2.1 โปรแกรมวงรอบลือกเฟส

ในส่วนของโปรแกรมนี้อาจจะทำหน้าที่สร้างสัญญาณไซน์อ้างอิงเพื่อใช้ในตัวประมวลผลดิจิทัล สัญญาณไซน์อ้างอิงที่สร้างขึ้นนี้จะมีเฟสและความถี่ตรงกับแรงดันแหล่งจ่ายจากการไฟฟ้า โดยทำการตรวจจับแรงดันจากการไฟฟ้าเข้ามาทำการเปรียบเทียบเฟสกับสัญญาณไซน์อ้างอิงโดยวงจรคูณ นำผลคูณนี้ไปผ่านวงจรกรองผ่านต่ำจะให้สัญญาณออกเป็นค่าเฉลี่ยของผล

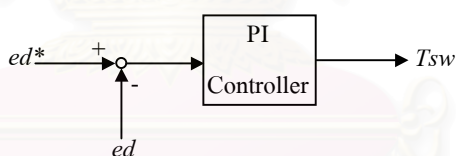
คุณซึ่งแสดงถึงค่าความต่างเฟส จากนั้นใช้ตัวควบคุม PI ช่วยปรับเฟสของสัญญาณไซน์อ้างอิงให้มีค่าความต่างเฟสเป็นศูนย์ต่อไป โดยมีลำดับการ โปรแกรมดังรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.2 ลำดับการเขียน โปรแกรมวงรอบคุณเฟส

4.2.2 โปรแกรมควบคุมแรงดันบัลไฟตรง

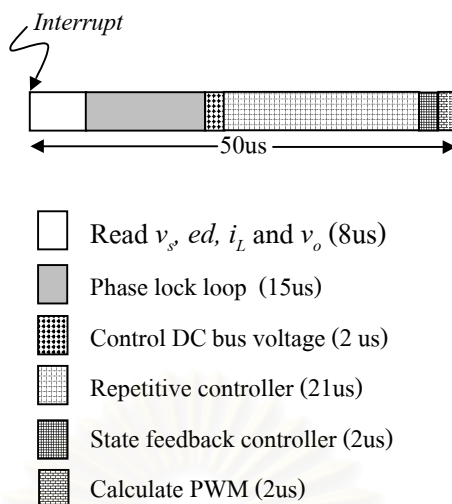
โปรแกรมส่วนนี้ทำหน้าที่ควบคุมแรงดันบัลไฟตรง โดยการตรวจจับแรงดันบัลไฟตรงมาทำการเปรียบเทียบกับคำสั่งแรงดันบัลไฟตรง นำค่าความผิดพลาดป้อนให้ตัวควบคุม PI ซึ่งสัญญาณออกจะเป็นค่าคาบการสวิตซ์ที่ใช้ในการสร้างสัญญาณ PWM ให้แก่สวิตซ์ทั้ง 4 ตัวแสดงดังรูปที่ 4.3



รูปที่ 4.3 ลำดับการเขียนโปรแกรมในการควบคุมแรงดันบัลไฟตรง

4.2.3 โปรแกรมควบคุมแรงดันด้านออก

ส่วนของโปรแกรมนี้ทำการควบคุมแรงดันด้านออกของอินเวอร์เตอร์ โดยทำการตรวจจับกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ (i_L) และแรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์ (v_o) ของวงจรอินเวอร์เตอร์ผ่านตัวควบคุมป้อนกลับตัวแปรสถานะและตัวควบคุมแบบทำซ้ำ ซึ่งมีลำดับการเขียนโปรแกรมดังรูปที่ 4.4 เริ่มต้นเราจะนำแรงดันด้านออกคำสั่ง (v_o^*)เปรียบเทียบกับแรงดันด้านออก (v_o) จากนั้นนำสัญญาณค่าความผิดของแรงดันด้านออก (e) ป้อนให้ตัวควบคุมแบบทำซ้ำ ตัวควบคุมแบบทำซ้ำจะสร้างแรงดันคำสั่ง (v_r) ออกมาเพื่อกำจัดค่าความผิดพลาดนี้ นำแรงดันคำสั่งจากตัวควบคุมแบบทำซ้ำร่วมกับแรงดันด้านออกคำสั่งเดิมกลายเป็นแรงดันคำสั่ง (v_r) ที่จะป้อนให้ตัวควบคุม



รูปที่ 4.5 ไดอะแกรมเวลาการทำงานของซอฟต์แวร์ทั้งหมด

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

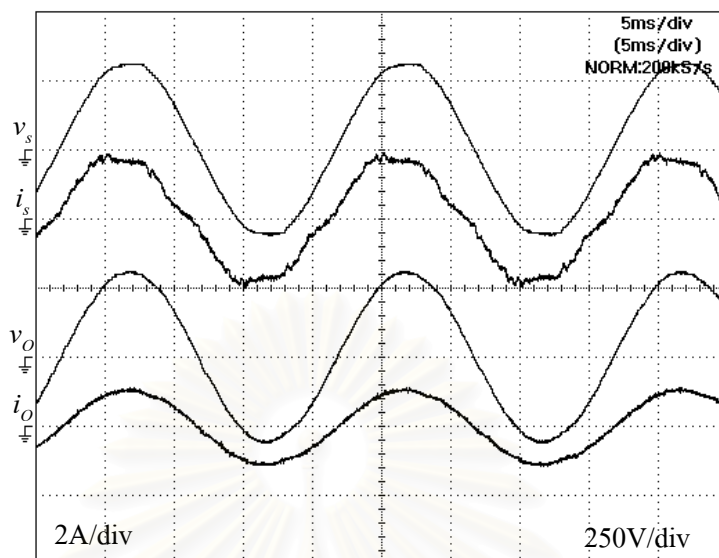
บทที่ 5

ผลการทดสอบระบบรวม

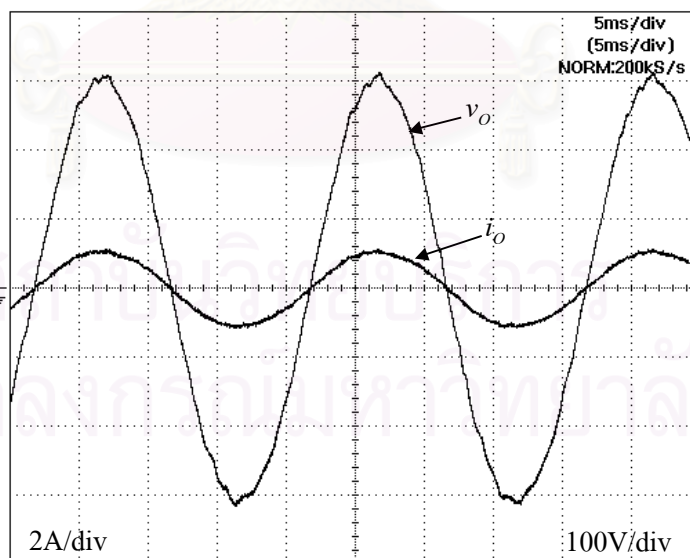
ในบทนี้เราจะรวมวงจรเรียงกระแสแบบวิธีสวิตช์กับวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ได้ทำการออกแบบไว้ในบทที่ 2 และบทที่ 3 เข้าด้วยกัน และทดสอบการทำงานของระบบโดยอาศัยฮาร์ดแวร์ และซอฟต์แวร์ที่ได้พัฒนาขึ้นมาตามที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 4 ค่าพารามิเตอร์ต่างๆของวงจรที่ใช้แสดงอยู่ในตารางที่ 2.1 และตารางที่ 3.1 การเชื่อมวงจรเรียงกระแสแบบวิธีสวิตช์กับวงจรอินเวอร์เตอร์เข้าด้วยกันนั้นจะไม่มีผลกระทบต่อรูปคลื่นกระแสด้านเข้า (i_s) ของวงจรเรียงกระแสแบบวิธีสวิตช์เนื่องจากค่าดัชนีการมอดูเลตยังคงเป็นค่าเดิมคือที่ 0.25 แต่จะมีผลกระทบต่อแรงดันด้านออกของวงจรอินเวอร์เตอร์เนื่องจากความถี่การสวิตช์ที่มีการเปลี่ยนแปลงตามโหลดรวมทั้งสัญญาณรบกวนที่เข้ามาในระบบควบคุมแรงดันด้านออกอันเนื่องมาจากการเชื่อมต่อวงจร และแรงดันบัลไฟตรงที่ไม่นิ่ง ดังนั้นในการทดสอบการทำงานของระบบรวมเราจะแยกการทดสอบตามวิธีการควบคุมแรงดันด้านออกของ อินเวอร์เตอร์ที่ได้นำเสนอไว้ 2 แบบในบทที่ 3

5.1 การทดสอบระบบเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบเดคปีทควบคุมแรงดันด้านออกของอินเวอร์เตอร์

ถึงแม้ผลการทดสอบในบทที่ 3 จะแสดงให้เห็นว่าการใช้ตัวควบคุมเดคปีท(วางขั้วที่ตำแหน่งศูนย์)ควบคุมแรงดันด้านออกนั้นสามารถควบคุมแรงดันได้ดีในระดับหนึ่ง แต่เมื่อนำวงจรเรียงกระแสแบบวิธีสวิตช์ต่อร่วมกับวงจรอินเวอร์เตอร์และจ่ายโหลด 200 วัตต์จะได้ผลดังรูปที่ 5.1 เราพบว่าการทำงานของวงจรเรียงกระแสแบบวิธีสวิตช์เป็นปกติคือช่วยให้กระแสด้านเข้าของวงจรมีลักษณะใกล้เคียงรูปไซน์โดยที่วงจรทำงานอยู่ที่ความถี่การสวิตช์ประมาณ 22 kHz แต่การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์จะทำงานผิดไปจากเดิมคือแรงดันด้านออกจะมีการแกว่งเกิดขึ้นดังรูปที่ 5.2 สาเหตุเนื่องจากการเชื่อมวงจรทั้ง 2 เข้าด้วยกันทำให้แรงดันบัลไฟตรงไม่นิ่ง, ความถี่การสวิตช์ของวงจรมีการเปลี่ยนแปลงตลอดเวลาเนื่องจากการควบคุมแรงดันบัลไฟตรง และวงจรจะมีสัญญาณรบกวนมากขึ้น ซึ่งระบบที่เป็นเดคปีทนั้นจะมีผลตอบสนองที่ไวมาก เมื่อมีสัญญาณรบกวนเข้ามาตัวควบคุมแบบเดคปีทจะพยายามตอบสนองต่อสัญญาณรบกวนนั้นทำให้แรงดันด้านออกมีการแกว่งทำให้กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำของอินเวอร์เตอร์ (i_L) แกว่งรุนแรงมากจนเกิดกระแสเกินได้ ทำให้เราไม่สามารถทำการทดลองที่สภาวะโหลดต่างๆได้ ดังนั้นตัวควบคุมแบบเดคปีทจึงไม่เหมาะสมกับการควบคุมแรงดันด้านออกของวงจรแปลงผันกำลังนี้ แนวทางแก้ไขทำได้โดยลดความไวของตัวควบคุมลงซึ่งจะกล่าวถึงในหัวข้อถัดไป



รูปที่ 5.1 แรงดันด้านเข้า, กระแสด้านเข้า, แรงดันด้านออกและกระแสไหลคของวงจรแปลงผันกำลังเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบเดคบีท และมีโหลดความต้านทาน 200 วัตต์



รูปที่ 5.2 แรงดันด้านออกและกระแสไหลคของวงจรแปลงผันกำลังเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบเดคบีท และมีโหลดความต้านทาน 200 วัตต์

5.2 การทดสอบระบบเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบป้อนกลับตัวแปรสถานะควบคุมแรงดันด้านออกของอินเวอร์เตอร์

ในการทดสอบนี้เราจะออกแบบให้ตัวควบคุมแบบป้อนกลับตัวแปรสถานะวางขั้วไว้ที่ตำแหน่งอื่นที่ไม่ใช่ศูนย์(ไม่ให้ระบบเป็นเดดบิท) เพื่อลดความไวของผลตอบสนองลง โดยเลือกวางตำแหน่งขั้วไว้ที่ $0.3708 \pm j0.2537$ ซึ่งจะมีช่วงเวลากลุ่มเข้าประมาณ $500 \mu\text{sec}$. และอัตราห่วงประมาณ 0.8 สำหรับค่าอัตราขยายที่ใช้คือ $k_o=2.859$, $k_f=23.8638$ และ $k_2 = 1.8577$ ผลการทดสอบการทำงานของวงจรที่สภาวะโหลดต่างๆเป็นดังนี้

5.2.1 สภาวะไร้โหลด

การทดสอบที่สภาวะนี้เราจะทำการปลดโหลดทางด้านออกของอินเวอร์เตอร์ออกหมดแต่ยังคงมีโหลดความต้านทานขนาดเล็กประมาณ 50 วัตต์ต่ออยู่ที่บัสไฟตรงเพื่อป้องกันไม่ให้ความถี่การสวิตช์มีค่าสูงเกินไป ซึ่งจะทำให้กระแสด้านเข้าและแรงดันด้านออกของวงจรเป็นดังรูปที่ 5.3 ที่สภาวะนี้วงจรแปลงผันกำลังจะทำงานอยู่ที่ความถี่การสวิตช์ประมาณ 32 kHz ค่าดัชนีมอดูเลตคู่สวิตช์ $S1$ และ $S2$ เป็น 0.3125 กระแสด้านเข้ามีความเพี้ยนฮาร์มอนิกค่อนข้างมาก เมื่อทำการวัดองค์ประกอบของกระแสฮาร์มอนิกจะเป็นดังรูปที่ 5.5 ได้ค่า THD ของกระแสด้านเข้าประมาณ 39.08 %, ค่าตัวประกอบกำลังเท่ากับ 0.77 และค่า THD ของแรงดันจากแหล่งจ่ายที่ใช้ในการทดลองประมาณ 2.4 % แต่จากการวิเคราะห์ตามวิธีที่กล่าวไว้ในบทที่ 3 พบว่าขนาดของกระแสฮาร์มอนิกอันดับต่างๆมีค่าไม่เกินมาตรฐาน IEC 61000-3-2 Class A ในส่วนการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์เราพบว่าแรงดันด้านออกจะเป็นดังรูปที่ 5.4 แรงดันที่ได้จะมีขนาดสูงถึง 241.7 โวลต์ ผิดไปจากแรงดันคำสั่งถึง 9.86 % ซึ่งมีสาเหตุเนื่องการควบคุมแบบป้อนกลับตัวแปรสถานะไม่ได้มีการป้อนกลับแรงดันด้านออกมาปรับค่าอัตราขยาย k_o ทำให้เมื่อโหลดมีการเปลี่ยนแปลงแรงดันด้านออกก็จะเปลี่ยนแปลงตามไปด้วย เมื่อทำการวิเคราะห์ห่องค์ประกอบฮาร์มอนิกของแรงดันด้านออกจะเป็นดังรูปที่ 5.6 ได้ค่า THD ประมาณ 3.28 % ซึ่งมีค่าค่อนข้างมาก โดยทั่วไปแรงดันด้านออกของแหล่งจ่ายไฟต่อเนื่องต้องมีขนาดของแรงดันเปลี่ยนแปลงไม่เกิน 2 %, มีค่า THD ไม่เกิน 3 % ที่โหลดเชิงเส้นและไม่เกิน 5% ที่โหลดไม่เชิงเส้น ดังนั้นที่สภาวะนี้แรงดันด้านออกที่อินเวอร์เตอร์สร้างได้นั้นยังไม่มีดีพอ

5.2.2 สภาวะโหลดความต้านทาน 140 วัตต์

แรงดันด้านเข้า, กระแสด้านเข้า, แรงดันด้านออกและกระแสโหลดของวงจรเป็นดังรูปที่ 5.7 ที่สภาวะนี้วงจรแปลงผันกำลังจะทำงานอยู่ที่ความถี่การสวิตช์ประมาณ 24 kHz ค่าดัชนีมอดูเลตคู่สวิตช์ $S1$ และ $S2$ เป็น 0.25 กระแสด้านเข้ามีลักษณะใกล้เคียงไซน์ เมื่อทำการวัดองค์ประกอบของกระแสฮาร์มอนิกจะเป็นดังรูปที่ 5.9 ได้ค่า THD ของกระแสด้านเข้าประมาณ 10.4%,

ค่าตัวประกอบกำลังเท่ากับ 0.96 และค่า THD ของแรงดันจากแหล่งจ่ายที่ใช้ในการทดลองประมาณ 2.4 % จากการวิเคราะห์พบว่าขนาดของกระแสฮาร์มอนิกอันดับต่างๆมีค่าไม่เกินมาตรฐาน IEC 61000-3-2 Class A ในส่วนของการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์เราพบว่าแรงดันด้านออกจะเป็นดังรูปที่ 5.8 ขนาดของแรงดันมีค่าเป็น 227.5 โวลต์ ซึ่งผิดไปจากแรงดันคำสั่ง 3.41% เมื่อทำการวิเคราะห์ห้วงค์ประกอบฮาร์มอนิกของแรงดันด้านออกจะเป็นดังรูปที่ 5.10 ค่า THD ของแรงดันด้านออกประมาณ 3.28 % ดังนั้นที่สภาวะนี้แรงดันด้านออกที่อินเวอร์เตอร์สร้างได้นั้นยังไม่ดีพอเช่นกัน

5.2.2 สภาวะโหลดความต้านทาน 250 วัตต์

แรงดันด้านเข้า, กระแสด้านเข้า, แรงดันด้านออกและกระแสโหลดของวงจรเป็นดังรูปที่ 5.11 ที่สภาวะนี้วงจรแปลงผันกำลังจะทำงานอยู่ที่ความถี่การสวิตซ์ประมาณ 15 kHz ค่าดัชนีมอดูเลตคู่สวิตซ์ $S1$ และ $S2$ เป็น 0.25 กระแสด้านเข้ามีลักษณะใกล้เคียงไซน์ดีกว่ากรณีโหลดเบา เมื่อทำการวัดองค์ประกอบของกระแสฮาร์มอนิกจะเป็นดังรูปที่ 5.13 ได้ค่า THD ของกระแสด้านเข้าประมาณ 7.33%, ค่าตัวประกอบกำลังเท่ากับ 0.99 และค่า THD ของแรงดันจากแหล่งจ่ายที่ใช้ในการทดลองประมาณ 2.3 % จากการวิเคราะห์พบว่าขนาดของกระแสฮาร์มอนิกอันดับต่างๆมีค่าไม่เกินมาตรฐาน IEC 61000-3-2 Class A ในส่วนของการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์พบว่าแรงดันด้านออกจะเป็นดังรูปที่ 5.12 ซึ่งเราพบว่าขนาดเป็น 222.9 โวลต์ คลาดเคลื่อนไปจากแรงดันคำสั่ง 1.32% เมื่อทำการวิเคราะห์ห้วงค์ประกอบฮาร์มอนิกของแรงดันด้านออกจะเป็นดังรูปที่ 5.14 ได้ค่า THD ประมาณ 2.1 % ดังนั้นที่สภาวะนี้แรงดันด้านออกที่อินเวอร์เตอร์สร้างได้อยู่เกณฑ์ที่ดี

5.2.3 สภาวะโหลดความต้านทาน 400 วัตต์

แรงดันด้านเข้า, กระแสด้านเข้า, แรงดันด้านออกและกระแสโหลดของวงจรเป็นดังรูปที่ 5.15 ที่สภาวะนี้วงจรแปลงผันกำลังจะทำงานอยู่ที่ความถี่การสวิตซ์ประมาณ 12 kHz ค่าดัชนีมอดูเลตคู่สวิตซ์ $S1$ และ $S2$ เป็น 0.25 กระแสด้านเข้ามีลักษณะใกล้เคียงไซน์ดีกว่ากรณีโหลดเบา เมื่อทำการวัดองค์ประกอบของกระแสฮาร์มอนิกจะเป็นดังรูปที่ 5.17 ได้ค่า THD ของกระแสด้านเข้าประมาณ 7.34%, ค่าตัวประกอบกำลังเท่ากับ 0.99 และค่า THD ของแรงดันจากแหล่งจ่ายที่ใช้ในการทดลองประมาณ 2.4 % จากการวิเคราะห์พบว่าขนาดของกระแสฮาร์มอนิกอันดับต่างๆมีค่าไม่เกินมาตรฐาน IEC 61000-3-2 Class A ในส่วนของการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์พบว่าแรงดันด้านออกจะเป็นดังรูปที่ 5.16 โดยมีขนาดเป็น 219.6 โวลต์ คลาดเคลื่อนไปจากแรงดันคำสั่ง 0.18% เมื่อทำการวิเคราะห์ห้วงค์ประกอบฮาร์มอนิกของแรงดันด้านออกจะเป็นดังรูปที่ 5.18 ได้ค่า THD ประมาณ 1.41% ซึ่งที่สภาวะนี้แรงดันด้านออกที่อินเวอร์เตอร์สร้างได้อยู่เกณฑ์ที่ดีเช่นกัน

5.2.4 สภาวะโหลด 270 VA 0.7 pf. lagging

แรงดันด้านเข้า, กระแสด้านเข้า, แรงดันด้านออกและกระแสโหลดของวงจรเป็นดังรูปที่ 5.19 ที่สภาวะนี้วงจรแปลงผันกำลังจะทำงานอยู่ที่ความถี่การสวิตช์ประมาณ 22 kHz ค่าดัชนีมอดูเลตคู่สวิตช์ $S1$ และ $S2$ เป็น 0.25 กระแสด้านเข้ามีลักษณะใกล้เคียงไซน์ เมื่อทำการวัดองค์ประกอบของกระแสฮาร์มอนิกจะเป็นดังรูปที่ 5.21 ได้ค่า THD ของกระแสด้านเข้าประมาณ 7.6%, ค่าตัวประกอบกำลังเท่ากับ 0.98 และค่า THD ของแรงดันจากแหล่งจ่ายที่ใช้ในการทดลองประมาณ 2.4% จากการวิเคราะห์พบว่าขนาดของกระแสฮาร์มอนิกอันดับต่างๆมีค่าไม่เกินมาตรฐาน IEC 61000-3-2 Class A ในส่วนของการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์พบว่าแรงดันด้านออกจะเป็นดังรูปที่ 5.20 โดยมีขนาดเป็น 222.0 โวลต์ ผิดไปจากแรงดันคำสั่ง 0.91% เมื่อทำการวิเคราะห์หองค์ประกอบฮาร์มอนิกของแรงดันด้านออกจะเป็นดังรูปที่ 5.22 ได้ค่า THD ประมาณ 3.00% ที่สภาวะนี้แรงดันด้านออกที่อินเวอร์เตอร์สร้างได้อยู่เกณฑ์ที่ดี

5.2.5 สภาวะโหลด 360 VA 0.9 pf. lagging

แรงดันด้านเข้า, กระแสด้านเข้า, แรงดันด้านออกและกระแสโหลดของวงจรเป็นดังรูปที่ 5.23 ที่สภาวะนี้วงจรแปลงผันกำลังจะทำงานอยู่ที่ความถี่การสวิตช์ประมาณ 13kHz ค่าดัชนีมอดูเลตคู่สวิตช์ $S1$ และ $S2$ เป็น 0.25 กระแสด้านเข้ามีลักษณะใกล้เคียงไซน์ เมื่อทำการวัดองค์ประกอบของกระแสฮาร์มอนิกจะเป็นดังรูปที่ 5.25 ได้ค่า THD ของกระแสด้านเข้าประมาณ 7.2%, ค่าตัวประกอบกำลังเท่ากับ 0.99 และค่า THD ของแรงดันจากแหล่งจ่ายที่ใช้ในการทดลองประมาณ 2.4% จากการวิเคราะห์พบว่าขนาดของกระแสฮาร์มอนิกอันดับต่างๆมีค่าไม่เกินมาตรฐาน IEC 61000-3-2 Class A ในส่วนของการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์พบว่าแรงดันด้านออกจะเป็นดังรูปที่ 5.24 โดยมีขนาดเป็น 220.4 โวลต์ ผิดไปจากแรงดันคำสั่ง 0.18% เมื่อทำการวิเคราะห์หองค์ประกอบฮาร์มอนิกของแรงดันด้านออกจะเป็นดังรูปที่ 5.26 ได้ค่า THD ประมาณ 3.08% ซึ่งที่สภาวะนี้แรงดันด้านออกมีขนาดถูกต้องแต่มีความเพี้ยนค่อนข้างมาก

5.2.6 สภาวะโหลดวงจรเรียงกระแสมีตัวประกอบค่ายอดประมาณ 3

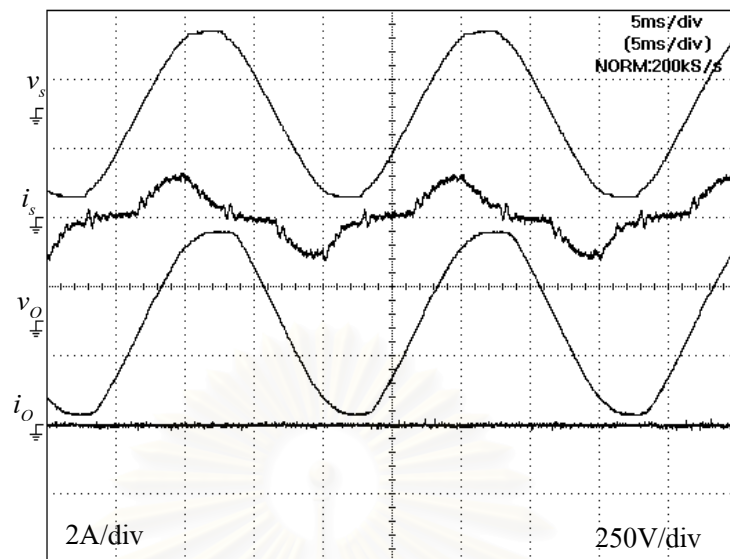
แรงดันด้านเข้า, กระแสด้านเข้า, แรงดันด้านออกและกระแสโหลดของวงจรเป็นดังรูปที่ 5.27 ที่สภาวะนี้วงจรแปลงผันกำลังจะทำงานอยู่ที่ความถี่การสวิตช์ประมาณ 25 kHz ค่าดัชนีมอดูเลตคู่สวิตช์ $S1$ และ $S2$ เป็น 0.25 กระแสด้านเข้ามีลักษณะใกล้เคียงไซน์ เมื่อทำการวัดองค์ประกอบของกระแสฮาร์มอนิกจะเป็นดังรูปที่ 5.29 ได้ค่า THD ของกระแสด้านเข้าประมาณ 8.06%, ค่าตัวประกอบกำลังเท่ากับ 0.97 และค่า THD ของแรงดันจากแหล่งจ่ายที่ใช้ในการทดลองประมาณ 2.5% จากการวิเคราะห์พบว่าขนาดของกระแสฮาร์มอนิกอันดับต่างๆมีค่าไม่เกินมาตรฐาน IEC 61000-3-2 Class A ในส่วนของการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์พบว่าแรงดันด้านออกจะเป็นดัง

รูปที่ 5.28 และมีขนาดเป็น 241.7 โวลต์ ผิดไปจากแรงดันคำสั่ง 9.86% เมื่อทำการวิเคราะห์ห้วงค์ประกอบฮาร์มอนิกของแรงดันด้านออกจะเป็นดังรูปที่ 5.30 ได้ค่า THD ประมาณ 5% ซึ่งที่สภาวะนี้แรงดันด้านออกที่อินเวอร์เตอร์สร้างมีขนาดไม่ถูกต้องและมีความเพี้ยนมาก

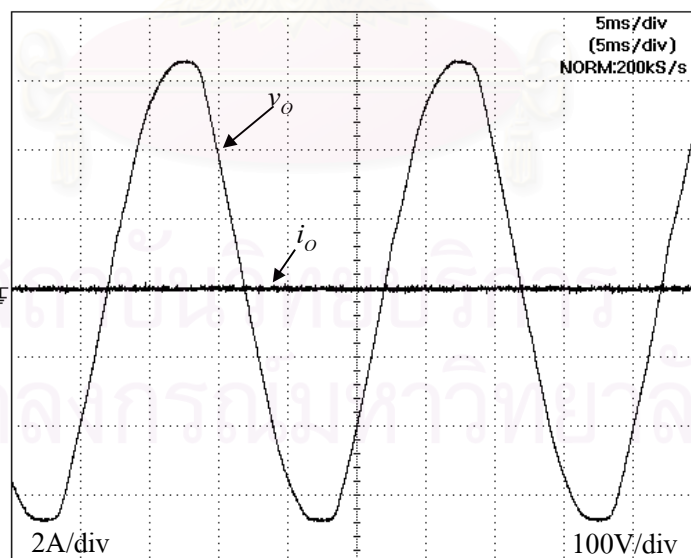
จากผลการทดลองที่ได้สามารถสรุปได้ว่ากระแสด้านเข้าของวงจรจะมีขนาดฮาร์มอนิกต่างๆไม่เกินมาตรฐาน IEC 61000-3-2 Class A โดยที่สภาวะโหลดพิกัดมีค่า THD ประมาณ 7.3% และค่าตัวประกอบกำลัง 0.99 สำหรับคุณสมบัติทางด้านออกนั้น วิธีการควบคุมแบบป้อนกลับตัวแปรสถานะสามารถควบคุมแรงดันด้านออกได้ดีกรณีโหลดแบบเชิงเส้นที่สภาวะโหลด 250 วัตต์ขึ้นไป โดยแรงดันด้านออกจะผิดพลาดไม่เกิน 1% และมีค่า THD ประมาณ 1.5% ที่สภาวะโหลดพิกัด แต่จะมีความเพี้ยนและขนาดเปลี่ยนแปลงไปมากเมื่อมีโหลดต่ำกว่า 250 วัตต์โดยจะมีค่าความผิดพลาด 3 % ขึ้นไปและมีค่า THD ประมาณ 3-4% และในกรณีโหลดเป็นวงจรเรียงกระแสที่มีค่าตัวประกอบกำลังประมาณ 3 จะทำให้แรงดันด้านออกมีขนาดผิดพลาดไปประมาณ 9.86% และมีค่า THD ประมาณ 5 % ซึ่งมีค่าเกินเกณฑ์ที่เราตั้งไว้

สาเหตุที่แรงดันด้านออกมีขนาดเปลี่ยนแปลงไปตามโหลดเนื่องจากไม่ได้มีการป้อนกลับแรงดันด้านออกมาทำการปรับค่าอัตราขยาย k_o เราจึงทำการเพิ่มตัวควบคุมแบบทำซ้ำเข้าไปในระบบเพิ่มแก้ไขปัญหาต่างๆดังแสดงไว้ในบทที่ 3 แต่ในทางปฏิบัติเมื่อทำการเชื่อมวงจรเรียงกระแสแบบวิธีสวิตซ์กับวงจรอินเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุมแบบทำซ้ำเช่นเดียวกับบทที่ 3 พบว่าวงจรรวมไม่สามารถทำงานได้ เนื่องจากเกิดการแกว่งของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ (i_L) และแรงดันด้านออก เราจึงใช้หลักการแก้ไขปัญหที่เกิดขึ้นโดยที่ได้กล่าวมาแล้วคือลดความไวของตัวควบคุมแบบป้อนกลับตัวแปรสถานะลงอีกแล้วให้ตัวควบคุมแบบทำซ้ำทำงานเพิ่มขึ้นแทนปรากฏว่าวงจรรวมสามารถทำงานได้ดังจะกล่าวถัดไป

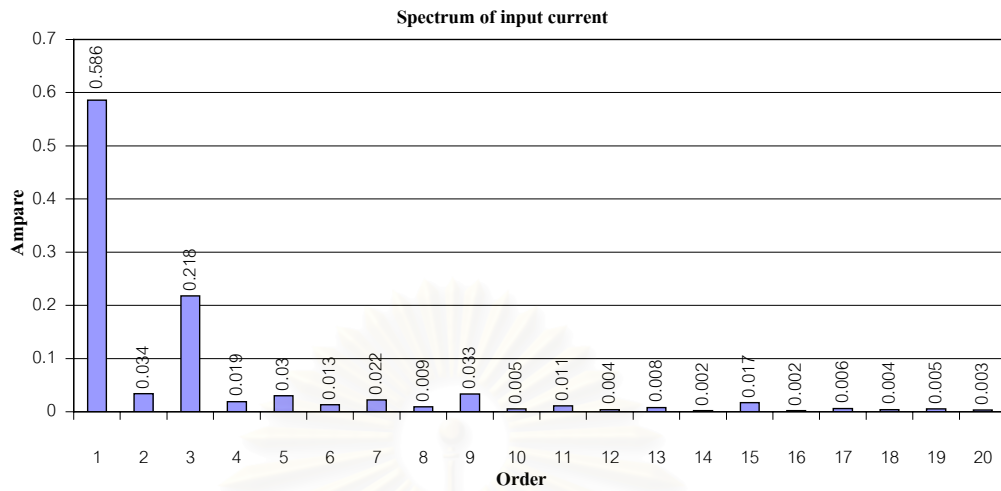
สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



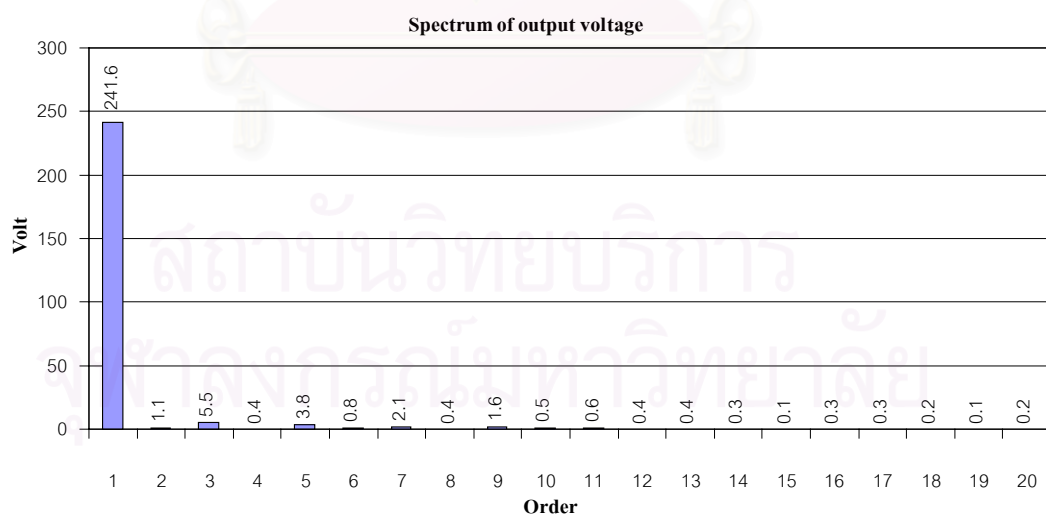
รูปที่ 5.3 แรงดันด้านเข้า, กระแสด้านเข้า, แรงดันด้านออกและกระแสไหลคของวงจรแปลงผันกำลังเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบป้อนกลับตัวแปรสถานะที่สภาวะไร้โหลด



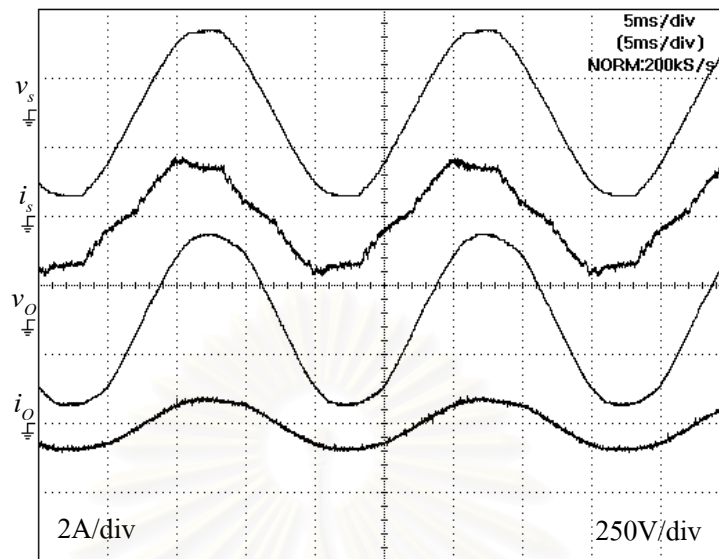
รูปที่ 5.4 แรงดันด้านออกและกระแสไหลคของวงจรแปลงผันกำลังเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบป้อนกลับตัวแปรสถานะ ที่สภาวะไร้โหลด



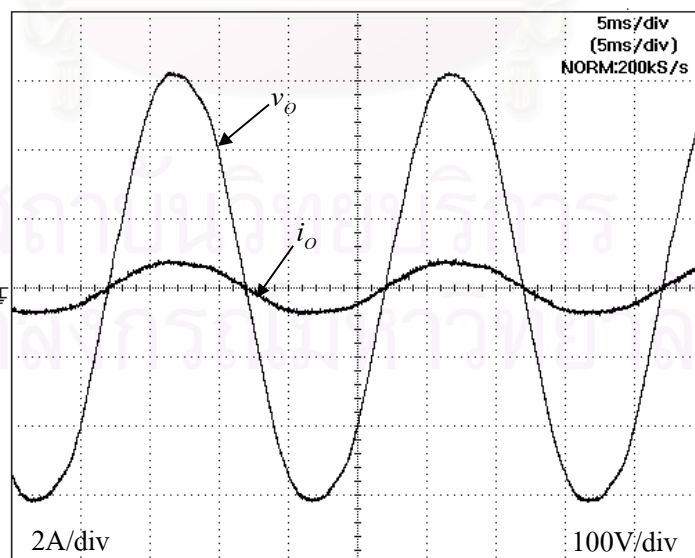
รูปที่ 5.5 สเปกตรัมของกระแสด้านเข้าเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบป้อนกลับตัวแปรสถานะที่สถานะไร้โหลด



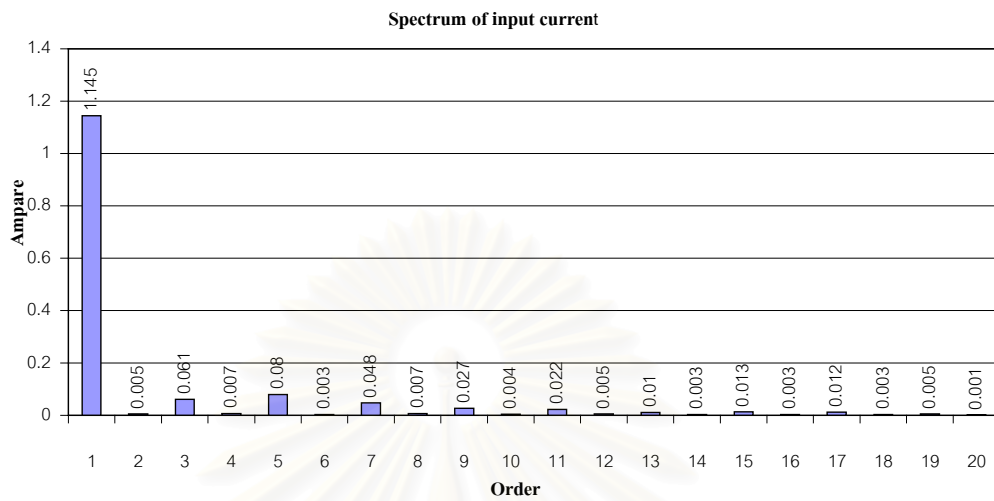
รูปที่ 5.6 สเปกตรัมของแรงดันด้านออกเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบป้อนกลับตัวแปรสถานะที่สถานะไร้โหลด



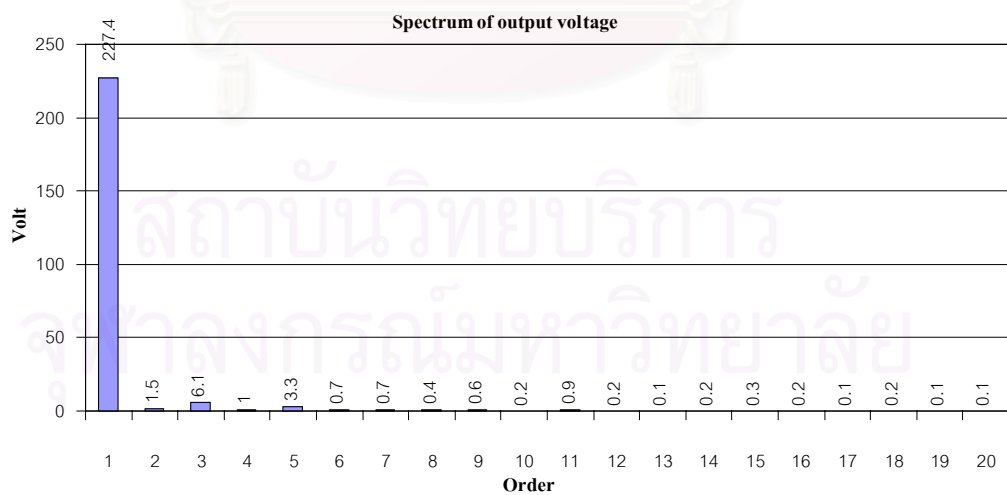
รูปที่ 5.7 แรงดันด้านเข้า, กระแสด้านเข้า, แรงดันด้านออกและกระแสไหลคของวงจรแปลงผันกำลังเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบป้อนกลับตัวแปรสถานะ (โหลดความต้านทาน 140 วัตต์)



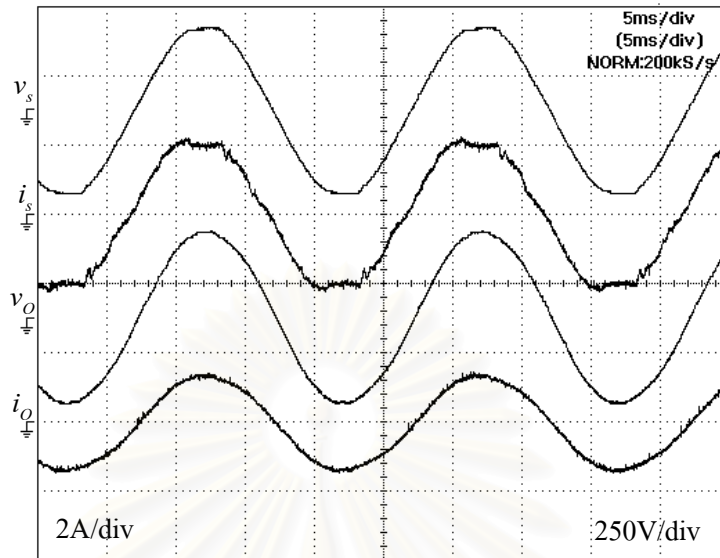
รูปที่ 5.8 แรงดันด้านออกและกระแสไหลคของวงจรแปลงผันกำลังเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบป้อนกลับตัวแปรสถานะ (โหลดความต้านทาน 140 วัตต์)



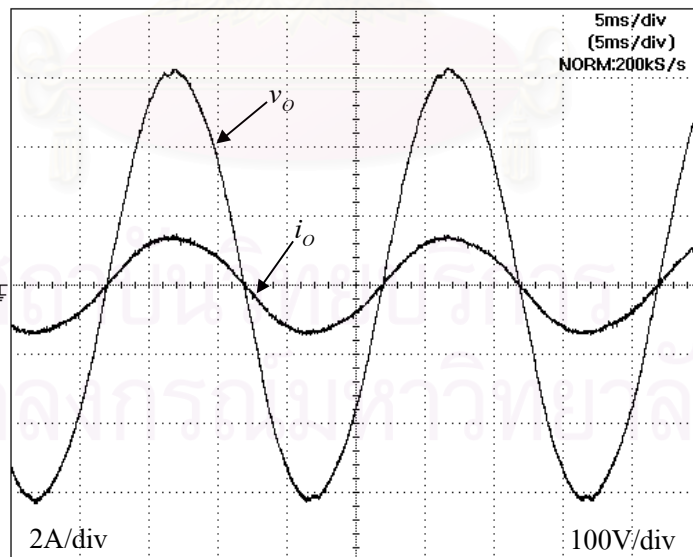
รูปที่ 5.9 สเปกตรัมของกระแสด้านเข้าเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบป้อนกลับตัวแปรสถานะ (โหลดความต้านทาน 140 วัตต์)



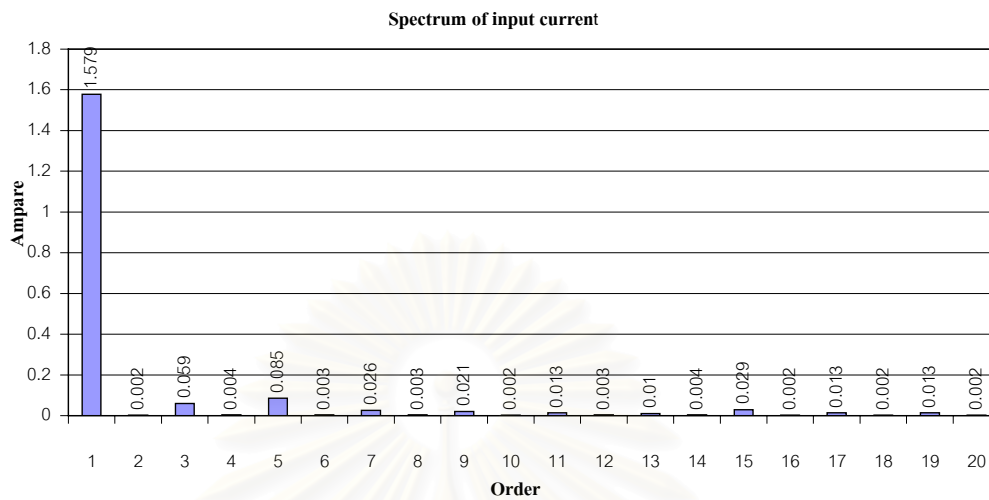
รูปที่ 5.10 สเปกตรัมของแรงดันด้านออกเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบป้อนกลับตัวแปรสถานะ (โหลดความต้านทาน 140 วัตต์)



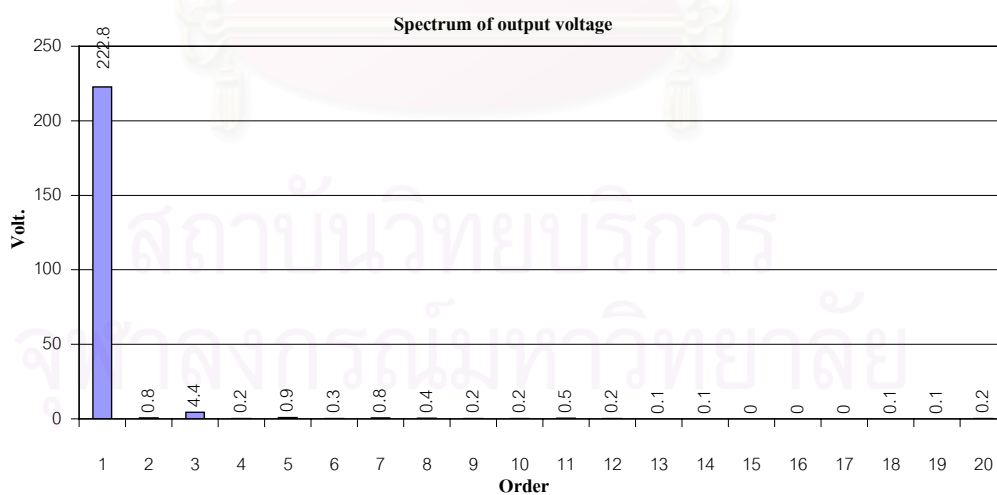
รูปที่ 5.11 แรงดันด้านเข้า, กระแสด้านเข้า, แรงดันด้านออกและกระแสโหลดของวงจรแปลงผันกำลังเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบป้อนกลับตัวแปรสถานะ (โหลดความต้านทาน 250 วัตต์)



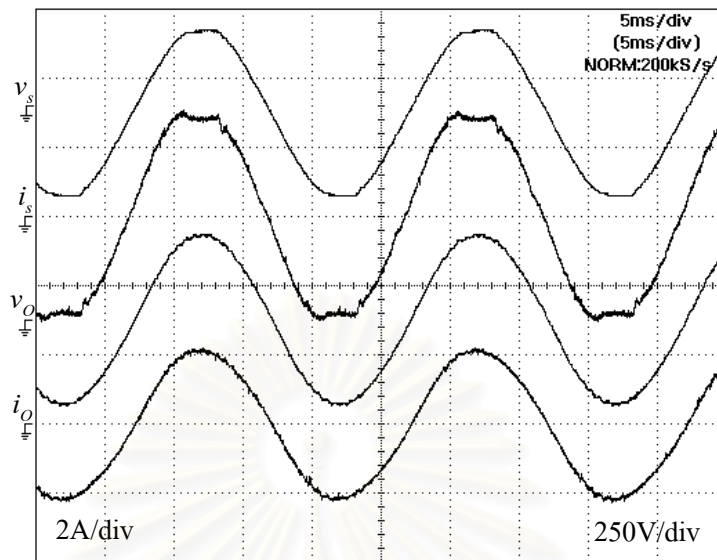
รูปที่ 5.12 แรงดันด้านออกและกระแสโหลดของวงจรแปลงผันกำลังเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบป้อนกลับตัวแปรสถานะ (โหลดความต้านทาน 250 วัตต์)



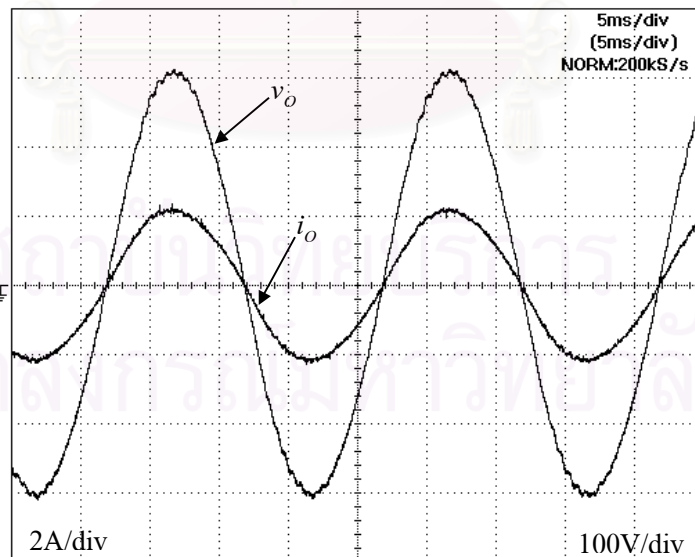
รูปที่ 5.13 สเปกตรัมของกระแสด้านเข้าเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบป้อนกลับตัวแปรสถานะ
(โหลดความต้านทาน 250 วัตต์)



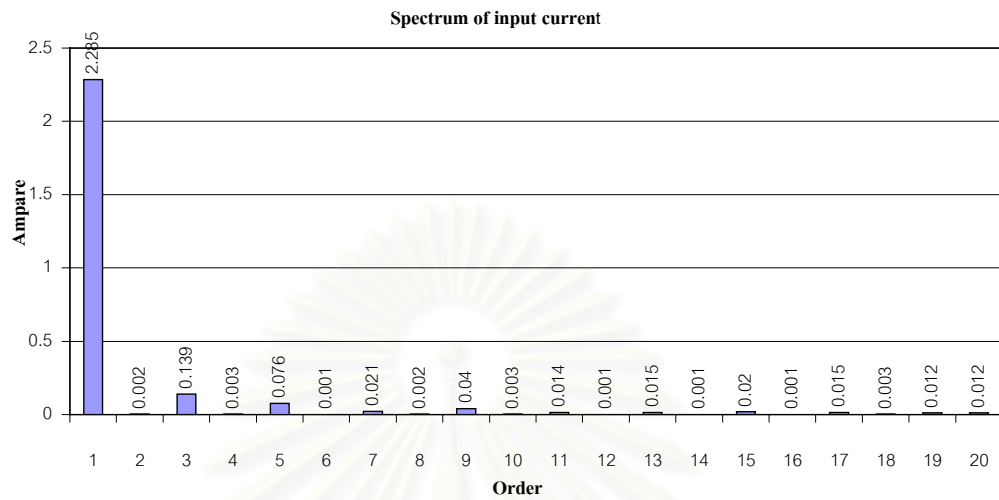
รูปที่ 5.14 สเปกตรัมของแรงดันด้านออกเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบป้อนกลับตัวแปรสถานะ
(โหลดความต้านทาน 250 วัตต์)



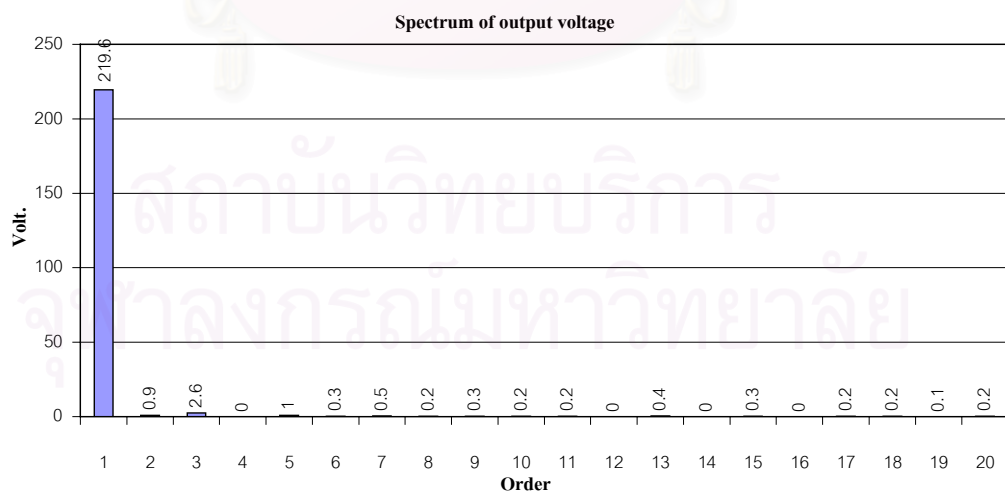
รูปที่ 5.15 แรงดันด้านเข้า, กระแสด้านเข้า, แรงดันด้านออกและกระแสโหลดของวงจรแปลงผันกำลังเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบป้อนกลับตัวแปรสถานะ (โหลดความต้านทาน 400 วัตต์)



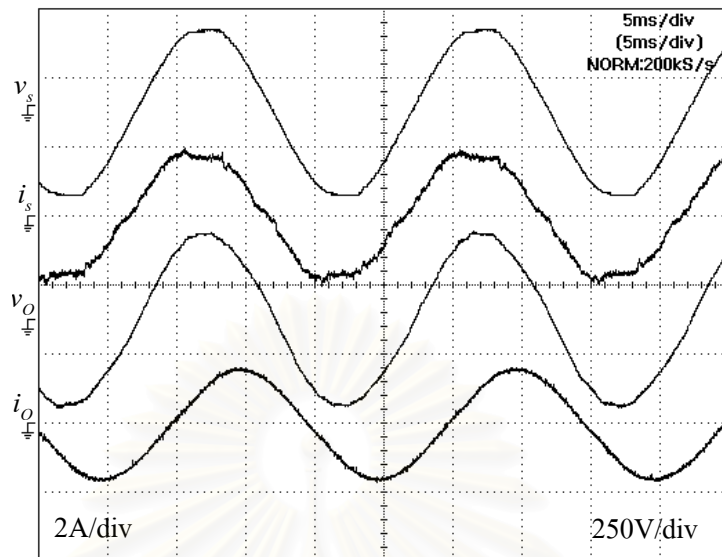
รูปที่ 5.16 แรงดันด้านออกและกระแสโหลดของวงจรแปลงผันกำลังเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบป้อนกลับตัวแปรสถานะ (โหลดความต้านทาน 400 วัตต์)



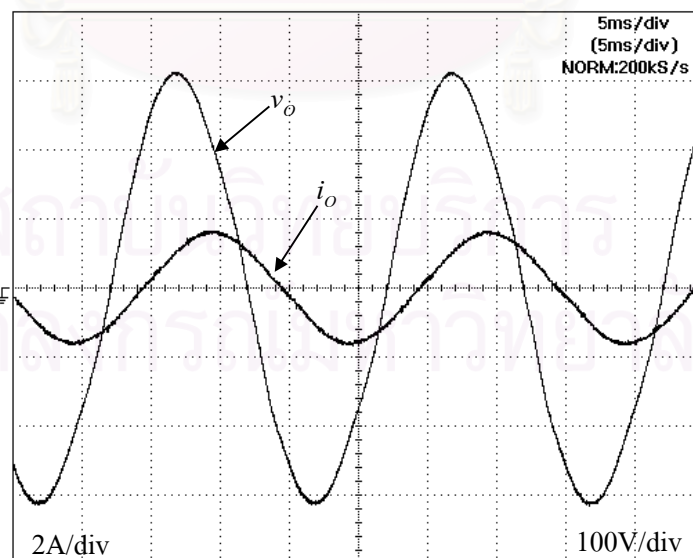
รูปที่ 5.17 สเปกตรัมของกระแสด้านเข้าเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบป้อนกลับตัวแปรสถานะ
(โหลดความต้านทาน 400 วัตต์)



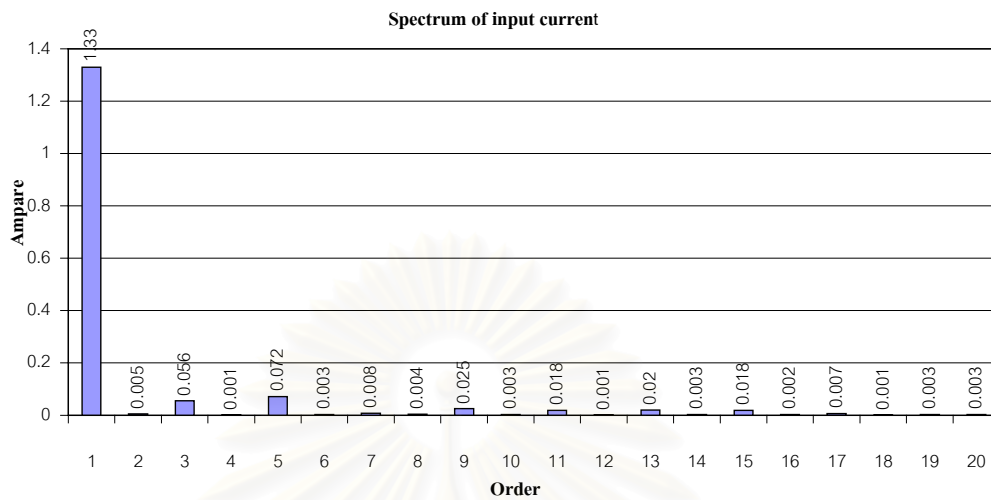
รูปที่ 5.18 สเปกตรัมของแรงดันด้านออกเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบป้อนกลับตัวแปรสถานะ
(โหลดความต้านทาน 400 วัตต์)



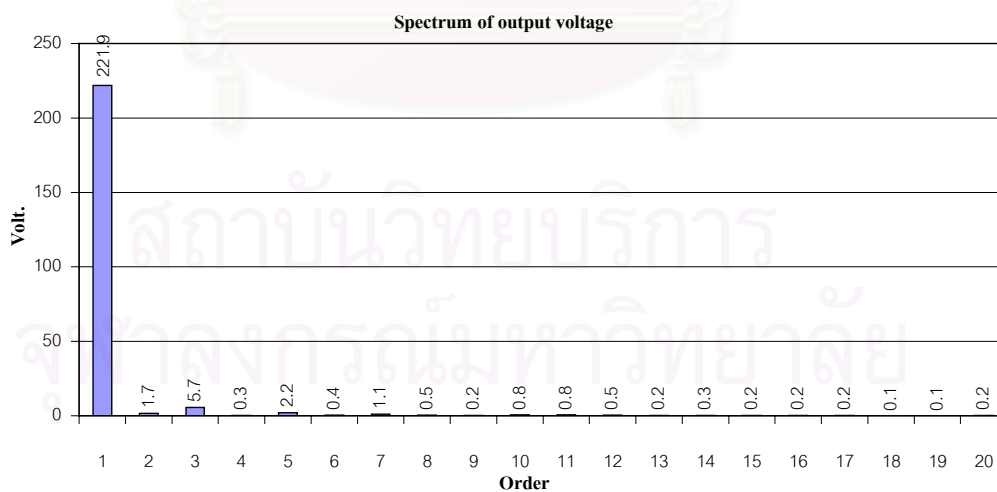
รูปที่ 5.19 แรงดันด้านเข้า, กระแสด้านเข้า, แรงดันด้านออกและกระแสโหลดของวงจรแปลงผันกำลังเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบป้อนกลับตัวแปรสถานะ (โหลด 270VA 0.71 p.f lagging)



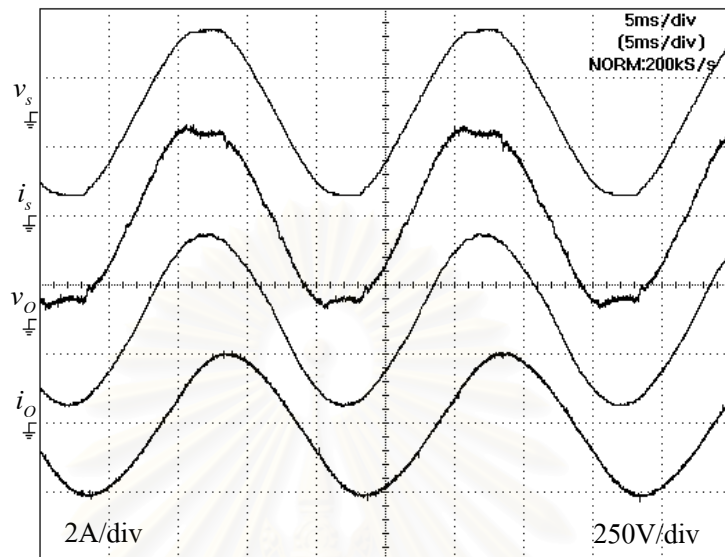
รูปที่ 5.20 แรงดันด้านออกและกระแสโหลดของวงจรแปลงผันกำลังเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบป้อนกลับตัวแปรสถานะ (โหลด 270VA. 0.7 p.f lagging)



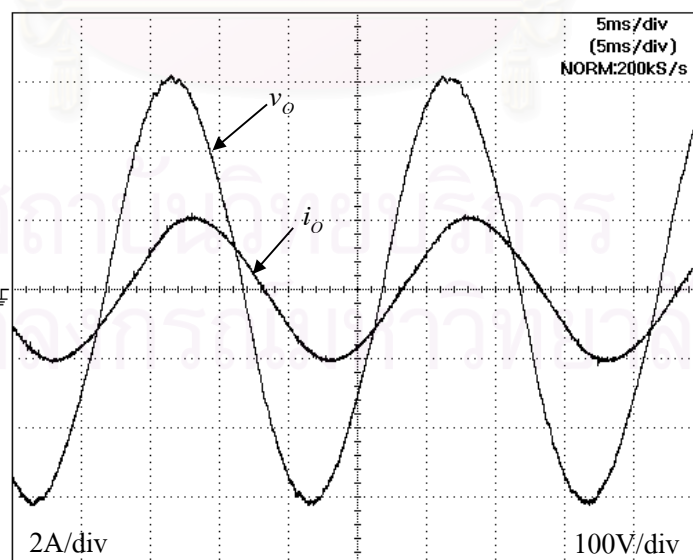
รูปที่ 5.21 สเปกตรัมของกระแสด้านเข้าเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบป้อนกลับตัวแปรสถานะ
(โหลด 270VA, 0.71 p.f lagging)



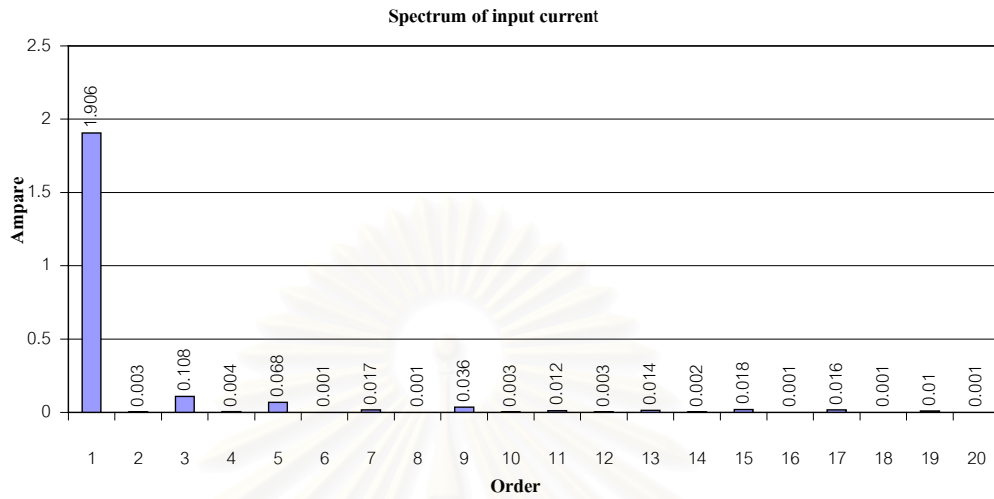
รูปที่ 5.22 สเปกตรัมของแรงดันด้านออกเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบป้อนกลับตัวแปรสถานะ
(โหลด 270VA 0.7 p.f lagging)



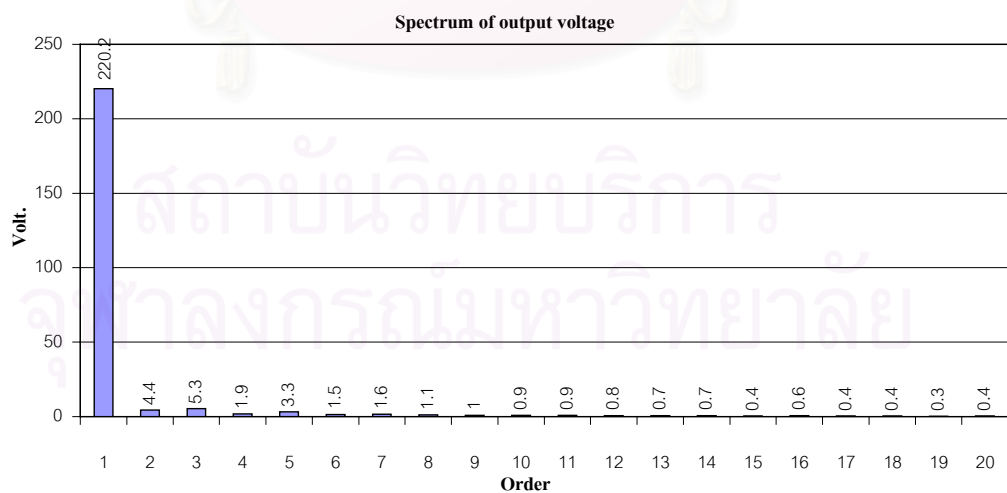
รูปที่ 5.23 แรงดันด้านเข้า, กระแสด้านเข้า, แรงดันด้านออกและกระแสโหลดของวงจรแปลงผันกำลังเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบป้อนกลับตัวแปรสถานะ (โหลด 360VA 0.9 p.f lagging)



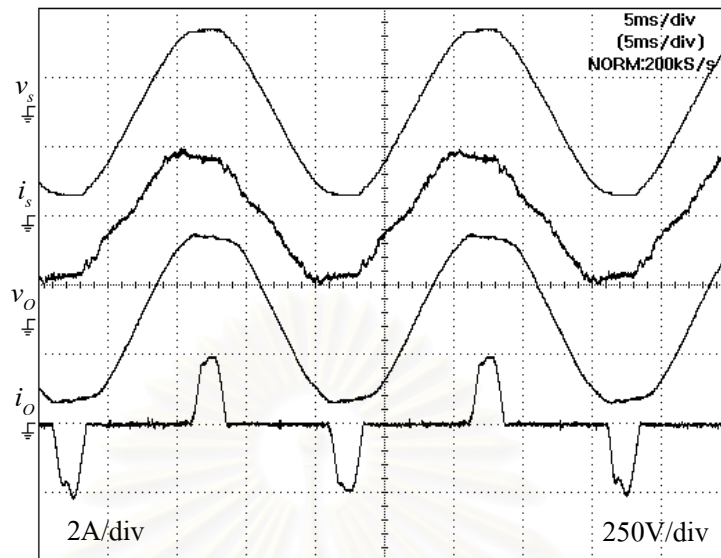
รูปที่ 5.24 แรงดันด้านออกและกระแสโหลดของวงจรแปลงผันกำลังเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบป้อนกลับตัวแปรสถานะ (โหลด 360VA. 0.9 p.f lagging)



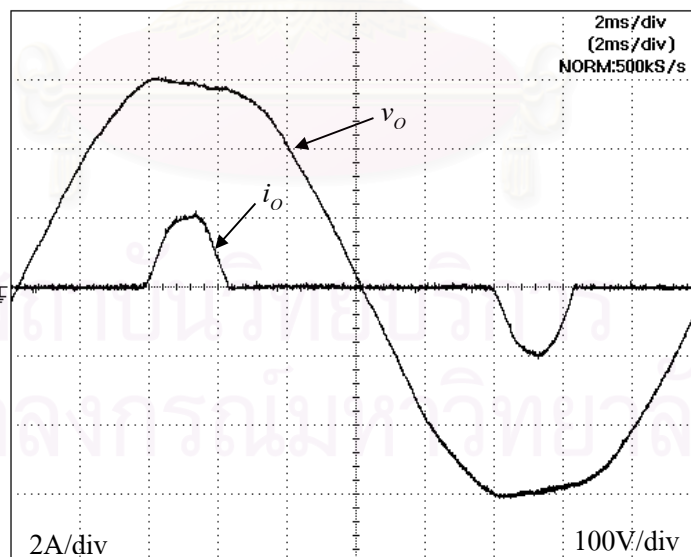
รูปที่ 5.25 สเปกตรัมของกระแสด้านเข้าเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบป้อนกลับตัวแปรสถานะ
(โหลด 360VA, 0.9 p.f lagging)



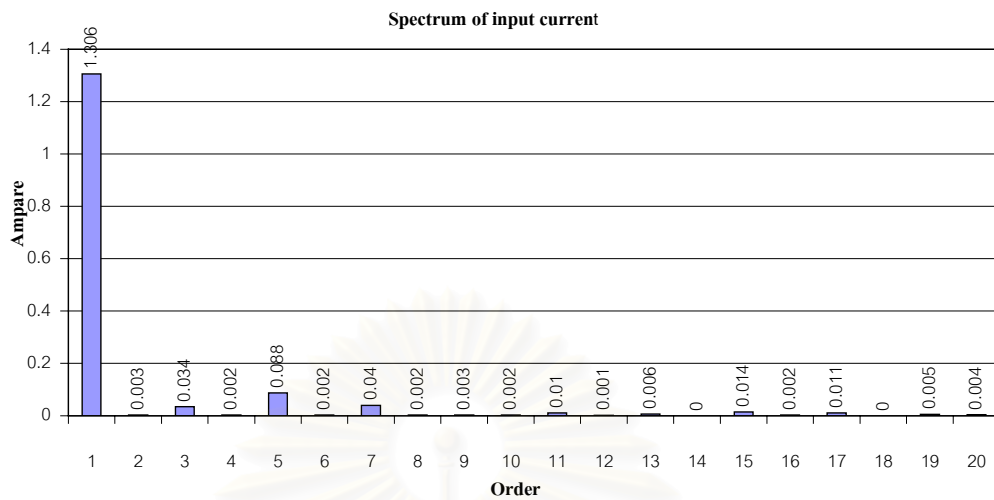
รูปที่ 5.26 สเปกตรัมของแรงดันด้านออกเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบป้อนกลับตัวแปรสถานะ
(โหลด 360VA 0.9 p.f lagging)



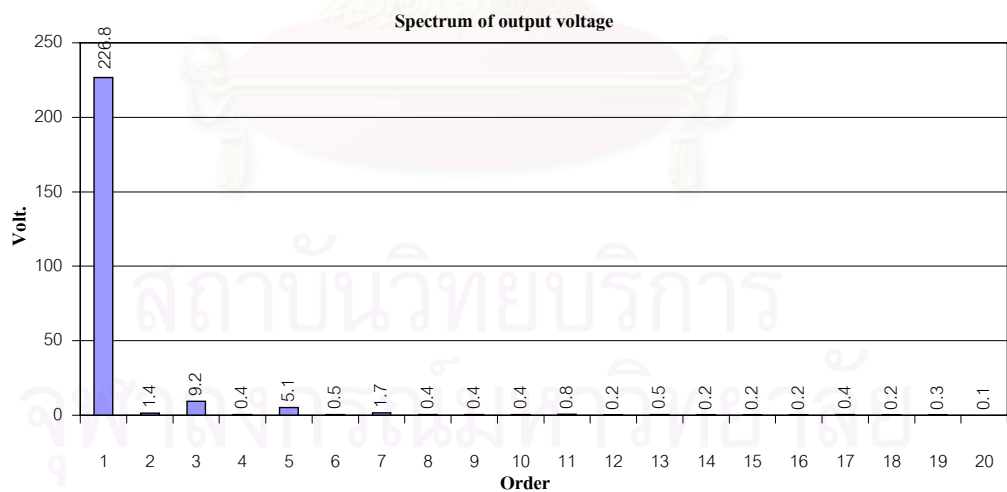
รูปที่ 5.27 แรงดันด้านเข้า, กระแสด้านเข้า, แรงดันด้านออกและกระแสโหลดของวงจรแปลงผันกำลังเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบป้อนกลับตัวแปรสถานะ (โพลดวงจรเรียงกระแส)



รูปที่ 5.28 แรงดันด้านออกและกระแสโหลดของวงจรแปลงผันกำลังเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบป้อนกลับตัวแปรสถานะ (โพลดวงจรเรียงกระแส)



รูปที่ 5.29 สเปกตรัมของกระแสต้านเข้าเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบป้อนกลับตัวแปรสถานะ (โพลดวงจรเรียงกระแส)



รูปที่ 5.30 สเปกตรัมของแรงดันต้านออกเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบป้อนกลับตัวแปรสถานะ (โพลดวงจรเรียงกระแส)

5.3 การทดสอบระบบเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบทำซ้ำควบคุมแรงดันด้านออกของอินเวอร์เตอร์

ในการทดสอบนี้เราจะออกแบบให้ตัวควบคุมแบบป้อนกลับตัวแปรสถานะวางตัวของระบบควบคุมแรงดันด้านออกไว้ที่ $0.5794 \pm j0.1792$ ซึ่งจะมีช่วงเวลาลู่เข้าประมาณ $1000 \mu\text{sec}$. และอัตราห้วงประมาณ 0.8 สำหรับค่าอัตราขยายที่ใช้คือ $k_o=1.2981$, $k_f=16.5203$ และ $k_v = 0.2976$ ในตัวควบคุมแบบทำซ้ำเราออกแบบวงจรกรองผ่านต่ำมีจุดหักมุมที่มีความถี่ประมาณ 600Hz ผลการทดสอบการทำงานของวงจรที่สภาวะโหลดต่างๆเป็นดังนี้

5.3.1 สภาวะไร้โหลด

การทดสอบที่สภาวะนี้เราจะทำการปลดโหลดทางด้านออกของอินเวอร์เตอร์ออกหมดแต่ยังคงมีโหลดความต้านทานขนาดเล็กประมาณ 50 วัตต์ต่ออยู่ที่บัสไฟตรง ซึ่งจะทำให้กระแสด้านเข้าและแรงดันด้านออกของวงจรที่ได้เป็นดังรูปที่ 5.31 ที่สภาวะนี้วงจรแปลงผันกำลังจะทำงานอยู่ที่ความถี่การสวิตช์ประมาณ 32 kHz ค่าดัชนีมอดูเลตคู่สวิตช์ $S1$ และ $S2$ เป็น 0.3125 กระแสด้านเข้ามีความเพี้ยนฮาร์มอนิกค่อนข้างมาก เมื่อทำการวัดองค์ประกอบของกระแสฮาร์มอนิกจะเป็นดังรูปที่ 5.33 ได้ค่า THD ของกระแสด้านเข้าประมาณ 38.88 % , ค่าตัวประกอบกำลังเท่ากับ 0.78 และค่า THD ของแรงดันจากแหล่งจ่ายที่ใช้ในการทดลองประมาณ 2.4 % แต่จากการวิเคราะห์พบว่าขนาดของกระแสฮาร์มอนิกอันดับต่างๆมีค่าไม่เกินมาตรฐาน IEC 61000-3-2 Class A ในส่วนของการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์พบว่าแรงดันด้านออกจะเป็นดังรูปที่ 5.32 ซึ่งมีขนาดเป็น 223.1 โวลต์ ผิดพลาดไปจากแรงดันคำสั่ง 1.4% เมื่อทำการวิเคราะห์องค์ประกอบฮาร์มอนิกของแรงดันด้านออกจะเป็นดังรูปที่ 5.34 ได้ค่า THD ประมาณ 2.6% ซึ่งมีสาเหตุมาจากที่สภาวะนี้วงจรทำงานที่ความถี่การสวิตช์สูงทำให้ผลของเวลาประวิงมีค่ามาก แรงดันที่หายไปจะมอดูเลตประกอบหลักอยู่ที่ความถี่ฮาร์มอนิกอันดับสูง ซึ่งที่ความถี่นี้ตัวควบคุมแบบทำซ้ำจะถูกคดค่าอัตราขยายไว้ด้วยวงจรผ่านต่ำที่ใช้รักษาเสถียรภาพจึงไม่สามารถชดเชยแรงดันที่หายไปเนื่องจากเวลาประวิงได้หมด แต่โดยทั่วไปแรงดันด้านออกของแหล่งจ่ายไฟต่อเนื่องต้องมีขนาดของแรงดันเปลี่ยนแปลงไม่เกิน 2 % , มีค่า THD ไม่เกิน 3 % ที่โหลดเชิงเส้นและไม่เกิน 5% ที่โหลดไม่เชิงเส้น ดังนั้นที่สภาวะนี้แรงดันด้านออกที่อินเวอร์เตอร์สร้างได้นั้นถือว่าอยู่ในเกณฑ์ที่ดีและยอมรับได้

5.3.2 สภาวะโหลดความต้านทาน 140 วัตต์

แรงดันด้านเข้า, กระแสด้านเข้า, แรงดันด้านออกและกระแสโหลดของวงจรเป็นดังรูปที่ 5.35 ที่สภาวะนี้วงจรแปลงผันกำลังจะทำงานอยู่ที่ความถี่การสวิตช์ประมาณ 24 kHz ค่าดัชนีมอดูเลตคู่สวิตช์ $S1$ และ $S2$ เป็น 0.25 กระแสด้านเข้ามีลักษณะใกล้เคียงไซน์ เมื่อทำการวัดองค์ประกอบของกระแสฮาร์มอนิกจะเป็นดังรูปที่ 5.37 ได้ค่า THD ของกระแสด้านเข้าประมาณ 9.8%, ค่าตัวประกอบกำลังเท่ากับ 0.96 และค่า THD ของแรงดันจากแหล่งจ่ายที่ใช้ในการทดลองประมาณ

2.4 % จากการวิเคราะห์พบว่าขนาดของกระแสฮาร์มอนิกอันดับต่างๆมีค่าไม่เกินมาตรฐาน IEC 61000-3-2 Class A ในส่วนของการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์พบว่าแรงดันด้านออกจะเป็นดังรูปที่ 5.36 และมีขนาดเป็น 222.1 โวลต์ มีขนาดเปลี่ยนไปจากแรงดันคำสั่ง 0.95% เมื่อทำการวิเคราะห์ห้วงค์ประกอบฮาร์มอนิกของแรงดันด้านออกจะเป็นดังรูปที่ 5.38 ได้ค่า THD ประมาณ 1.93% ที่สถานะนี้แรงดันด้านออกที่อินเวอร์เตอร์สร้างได้นั้นถือว่าอยู่ในเกณฑ์ที่ดีและดีกว่ากรณีใช้ตัวควบคุมแบบป้อนกลับตัวแปรสถานะเพียงอย่างเดียว

5.3.2 สถานะโหลดความต้านทาน 250 วัตต์

แรงดันด้านเข้า, กระแสด้านเข้า, แรงดันด้านออกและกระแสโหลดของวงจรเป็นดังรูปที่ 5.39 ที่สถานะนี้วงจรแปลงผันกำลังจะทำงานอยู่ที่ความถี่การสวิตช์ประมาณ 15 kHz ค่าดัชนีมอดูเลตคู่สวิตช์ $S1$ และ $S2$ เป็น 0.25 กระแสด้านเข้ามีลักษณะใกล้เคียงไซน์ดีกว่ากรณีโหลดเบา เมื่อทำการวัดองค์ประกอบของกระแสฮาร์มอนิกจะเป็นดังรูปที่ 5.41 ได้ค่า THD ของกระแสด้านเข้าประมาณ 7.31%, ค่าตัวประกอบกำลังเท่ากับ 0.98 และค่า THD ของแรงดันจากแหล่งจ่ายที่ใช้ในการทดลองประมาณ 2.3 % จากการวิเคราะห์พบว่าขนาดของกระแสฮาร์มอนิกอันดับต่างๆมีค่าไม่เกินมาตรฐาน IEC 61000-3-2 Class A ในส่วนของการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์พบว่าแรงดันด้านออกจะเป็นดังรูปที่ 5.12 และมีขนาดเป็น 220.8 โวลต์ ผิดพลาดไปจากแรงดันคำสั่งน้อยมากเพียง 0.36% เท่านั้นเมื่อทำการวิเคราะห์ห้วงค์ประกอบฮาร์มอนิกของแรงดันด้านออกจะเป็นดังรูปที่ 5.42 ได้ค่า THD ประมาณ 1.02% ดังนั้นที่สถานะนี้แรงดันด้านออกที่อินเวอร์เตอร์สร้างได้อยู่ในเกณฑ์ที่ดีเช่นกัน

5.3.3 สถานะโหลดความต้านทาน 400 วัตต์

แรงดันด้านเข้า, กระแสด้านเข้า, แรงดันด้านออกและกระแสโหลดของวงจรเป็นดังรูปที่ 5.43 ที่สถานะนี้วงจรแปลงผันกำลังจะทำงานอยู่ที่ความถี่การสวิตช์ประมาณ 12 kHz ค่าดัชนีมอดูเลตคู่สวิตช์ $S1$ และ $S2$ เป็น 0.25 กระแสด้านเข้ามีลักษณะใกล้เคียงไซน์ดีกว่ากรณีโหลดเบา เมื่อทำการวัดองค์ประกอบของกระแสฮาร์มอนิกจะเป็นดังรูปที่ 5.45 ได้ค่า THD ของกระแสด้านเข้าประมาณ 7.32%, ค่าตัวประกอบกำลังเท่ากับ 0.99 และค่า THD ของแรงดันจากแหล่งจ่ายที่ใช้ในการทดลองประมาณ 2.4 % จากการวิเคราะห์พบว่าขนาดของกระแสฮาร์มอนิกอันดับต่างๆมีค่าไม่เกินมาตรฐาน IEC 61000-3-2 Class A ในส่วนของการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์พบว่าแรงดันด้านออกจะเป็นดังรูปที่ 5.44 โดยมีขนาดเป็น 220.7 โวลต์ ซึ่งคลาดเคลื่อนไปจากแรงดันคำสั่งเพียง 0.32% เมื่อทำการวิเคราะห์ห้วงค์ประกอบฮาร์มอนิกของแรงดันด้านออกจะเป็นดังรูปที่ 5.46 ได้ค่า THD ประมาณ 0.69% ดังนั้นที่สถานะนี้แรงดันด้านออกที่อินเวอร์เตอร์สร้างได้อยู่ในเกณฑ์ที่ดีมาก

5.3.4 สภาวะโหลด 270 VA 0.7 pf. lagging

แรงดันด้านเข้า, กระแสด้านเข้า, แรงดันด้านออกและกระแสโหลดของวงจรเป็นดังรูปที่ 5.47 ที่สภาวะนี้วงจรแปลงผันกำลังจะทำงานอยู่ที่ความถี่การสวิตช์ประมาณ 22 kHz ค่าดัชนีมอดูเลตคู่สวิตช์ $S1$ และ $S2$ เป็น 0.25 กระแสด้านเข้ามีลักษณะใกล้เคียงไซน์ เมื่อทำการวัดองค์ประกอบของกระแสฮาร์มอนิกจะเป็นดังรูปที่ 5.49 ได้ค่า THD ของกระแสด้านเข้าประมาณ 7.4%, ค่าตัวประกอบกำลังเท่ากับ 0.98 และค่า THD ของแรงดันจากแหล่งจ่ายที่ใช้ในการทดลองประมาณ 2.4% จากการวิเคราะห์พบว่าขนาดของกระแสฮาร์มอนิกอันดับต่างๆมีค่าไม่เกินมาตรฐาน IEC 61000-3-2 Class A ในส่วนของการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์พบว่าแรงดันด้านออกจะเป็นดังรูปที่ 5.49 และมีขนาดเป็น 220.3 โวลต์ มีขนาดเปลี่ยนไปจากแรงดันคำสั่งเพียง 0.13% เมื่อทำการวิเคราะห์องค์ประกอบฮาร์มอนิกของแรงดันด้านออกจะเป็นดังรูปที่ 5.48 ได้ค่า THD ประมาณ 1.78% ซึ่งที่สภาวะนี้แรงดันด้านออกที่อินเวอร์เตอร์สร้างได้อยู่เกณฑ์ที่ดี

5.3.5 สภาวะโหลด 360 VA 0.9 pf. lagging

แรงดันด้านเข้า, กระแสด้านเข้า, แรงดันด้านออกและกระแสโหลดของวงจรเป็นดังรูปที่ 5.51 ที่สภาวะนี้วงจรแปลงผันกำลังจะทำงานอยู่ที่ความถี่การสวิตช์ประมาณ 13kHz ค่าดัชนีมอดูเลตคู่สวิตช์ $S1$ และ $S2$ เป็น 0.25 กระแสด้านเข้ามีลักษณะใกล้เคียงไซน์ เมื่อทำการวัดองค์ประกอบของกระแสฮาร์มอนิกจะเป็นดังรูปที่ 5.53 ได้ค่า THD ของกระแสด้านเข้าประมาณ 7.3%, ค่าตัวประกอบกำลังเท่ากับ 0.99 และค่า THD ของแรงดันจากแหล่งจ่ายที่ใช้ในการทดลองประมาณ 2.4% จากการวิเคราะห์พบว่าขนาดของกระแสฮาร์มอนิกอันดับต่างๆมีค่าไม่เกินมาตรฐาน IEC 61000-3-2 Class A ในส่วนของการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์พบว่าแรงดันด้านออกจะเป็นดังรูปที่ 5.52 และมีขนาดเป็น 219.9 โวลต์ มีขนาดเปลี่ยนไปจากแรงดันคำสั่งเพียง 0.05% เมื่อทำการวิเคราะห์องค์ประกอบฮาร์มอนิกของแรงดันด้านออกจะเป็นดังรูปที่ 5.54 ได้ค่า THD ประมาณ 0.94% ซึ่งที่สภาวะนี้แรงดันด้านออกที่อินเวอร์เตอร์สร้างได้อยู่ในเกณฑ์ที่ดี

5.3.6 สภาวะโหลดวงจรเรียงกระแสมีตัวประกอบค่ายอดประมาณ 3

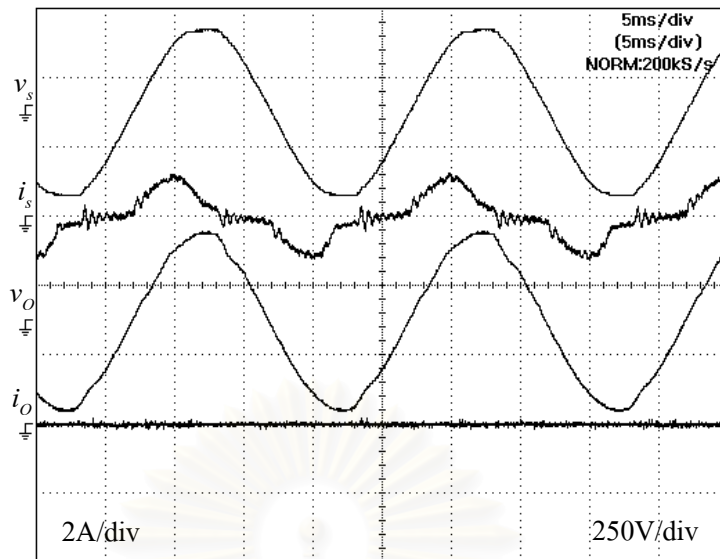
แรงดันด้านเข้า, กระแสด้านเข้า, แรงดันด้านออกและกระแสโหลดของวงจรเป็นดังรูปที่ 5.55 ที่สภาวะนี้วงจรแปลงผันกำลังจะทำงานอยู่ที่ความถี่การสวิตช์ประมาณ 25 kHz ค่าดัชนีมอดูเลตคู่สวิตช์ $S1$ และ $S2$ เป็น 0.25 กระแสด้านเข้ามีลักษณะใกล้เคียงไซน์ เมื่อทำการวัดองค์ประกอบของกระแสฮาร์มอนิกจะเป็นดังรูปที่ 5.57 ได้ค่า THD ของกระแสด้านเข้าประมาณ 8.01%, ค่าตัวประกอบกำลังเท่ากับ 0.97 และค่า THD ของแรงดันจากแหล่งจ่ายที่ใช้ในการทดลองประมาณ 2.5% จากการวิเคราะห์พบว่าขนาดของกระแสฮาร์มอนิกอันดับต่างๆมีค่าไม่เกินมาตรฐาน IEC 61000-3-2 Class A ในส่วนของการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์พบว่าแรงดันด้านออกจะเป็นดัง

รูปที่ 5.56 และมีขนาดเป็น 220.8 โวลต์ มีขนาดเปลี่ยนไปจากแรงดันคำสั่งเพียง 0.39% เมื่อทำการวิเคราะห์ห้วงค์ประกอบฮาร์มอนิกของแรงดันด้านออกจะเป็นดังรูปที่ 5.58 ได้ค่า THD ประมาณ 1.97% ซึ่งที่สภาวะนี้แรงดันด้านออกที่อินเวอร์เตอร์สร้างมีขนาดที่ถูกต้องและมีความเพี้ยนต่ำกว่ากรณีใช้ตัวควบคุมแบบป้อนกลับตัวแปรสถานะเพียงอย่างเดียว

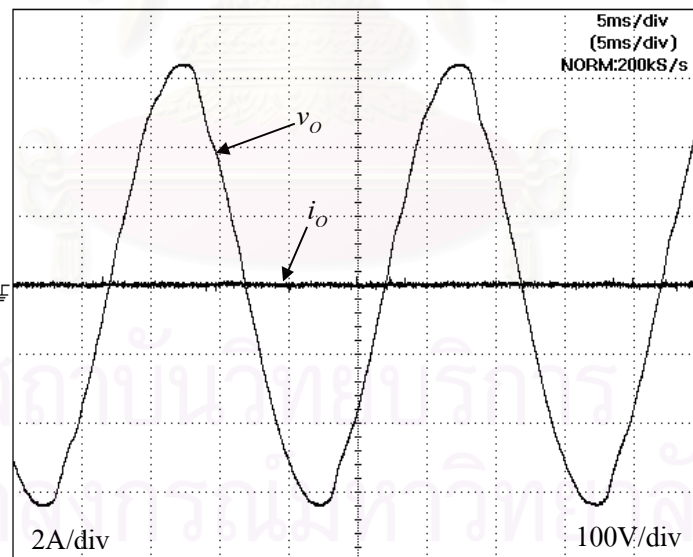
จากผลการทดลองที่โหลดสภาวะต่างๆ เราสามารถสรุปได้ว่ากระแสด้านเข้าของวงจรจะมีขนาดฮาร์มอนิกต่างๆ ไม่เกินมาตรฐาน IEC 61000-3-2 Class A โดยที่สภาวะโหลดพิกัด มีค่า THD ประมาณ 7.3% และค่าตัวประกอบกำลัง 0.99 และวิธีการควบคุมแบบทำซ้ำสามารถสร้างแรงดันด้านออกที่มีขนาดถูกต้องและมีความเพี้ยนต่ำในสภาวะโหลดต่างๆ กรณีโหลดแบบเชิงเส้นระบบสามารถควบคุมแรงดันด้านออกได้ดีโดยมีค่าผิดพลาดประมาณ 0.32% และมีค่า THD ประมาณ 0.69% ที่สภาวะโหลดพิกัด แต่ความเพี้ยนและความผิดพลาดมากขึ้นที่สภาวะไร้โหลด โดยจะมีค่าความผิดพลาดประมาณ 1.4 % และมีค่า THD ประมาณ 2.6% ซึ่งค่าผิดพลาดและค่าความเพี้ยนเหล่านี้อยู่ในเกณฑ์ที่ยอมรับได้ ในกรณีโหลดเป็นวงจรเรียงกระแสที่มีค่าตัวประกอบค่ายอดประมาณ 3 แรงดันด้านออกจะมีขนาดผิดพลาดไปเพียง 0.36% และมีค่า THD ประมาณ 1.97 % ซึ่งจะเห็นว่าแรงดันด้านออกยังคงมีค่าความผิดพลาดและความเพี้ยนต่ำอยู่แม้ในสภาวะโหลดไม่เป็นเชิงเส้น เราสามารถสรุปคุณสมบัติของวงจรแปลงผันกำลังที่เราสร้างขึ้นได้ดังตารางที่ 5.1

ตารางที่ 5.1 คุณสมบัติของวงจรแปลงผันกำลัง

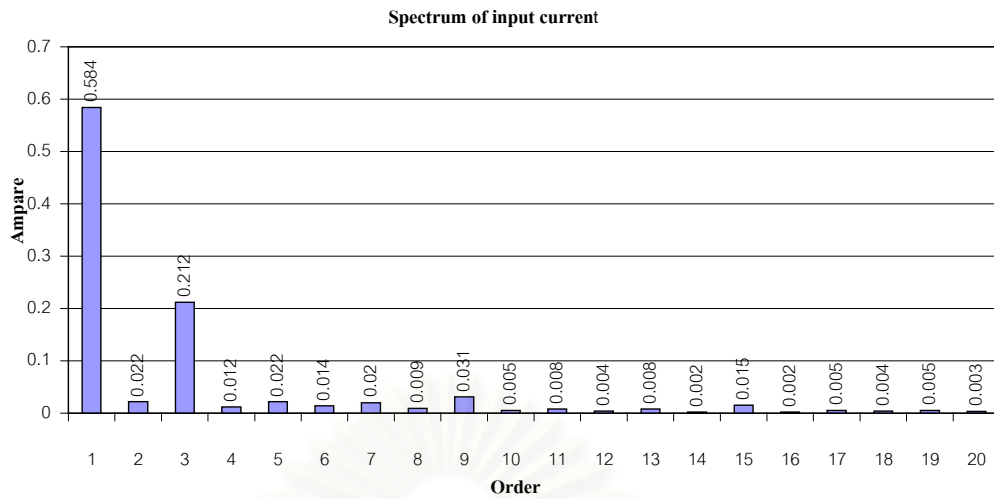
แรงดันแหล่งจ่ายไฟ	1 ϕ 220V 50 Hz
ตัวประกอบกำลังของกระแสด้านเข้า	99% (ที่โหลดพิกัด)
THD ของกระแสด้านเข้า	7.3% (ที่โหลดพิกัด)
พิกัดกำลัง	500 VA
ความผิดพลาดของแรงดันด้านออก	ไม่เกิน ± 1.5 %
THD ของแรงดันด้านออก	2% (โหลดวงจรเรียงกระแส)
ประสิทธิภาพ	87.5 %



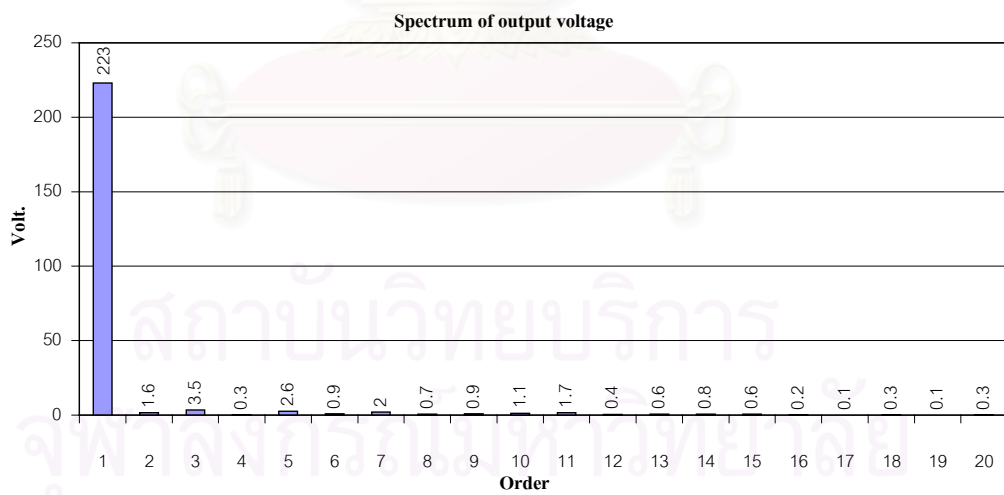
รูปที่ 5.31 แรงดันด้านเข้า, กระแสด้านเข้า, แรงดันด้านออกและกระแสไหลคของวงจรแปลงผันกำลังเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบทำซ้ำ ที่สภาวะไร้โหลด



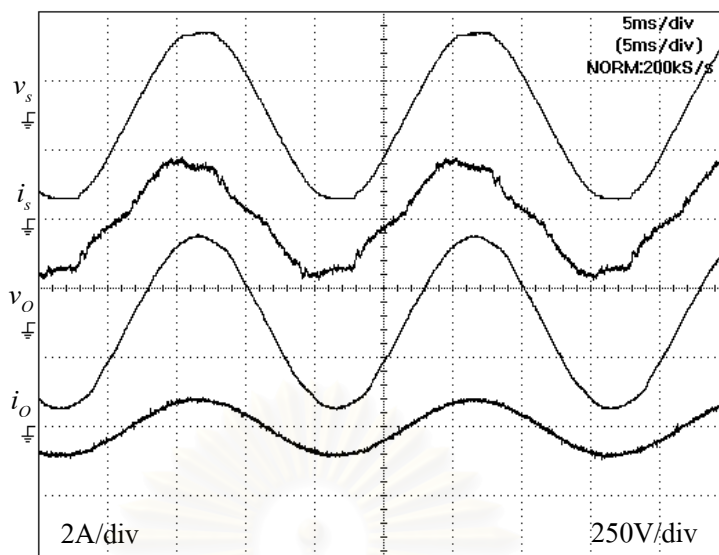
รูปที่ 5.32 แรงดันด้านออกและกระแสไหลคของวงจรแปลงผันกำลังกำลังเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบทำซ้ำ ที่สภาวะไร้โหลด



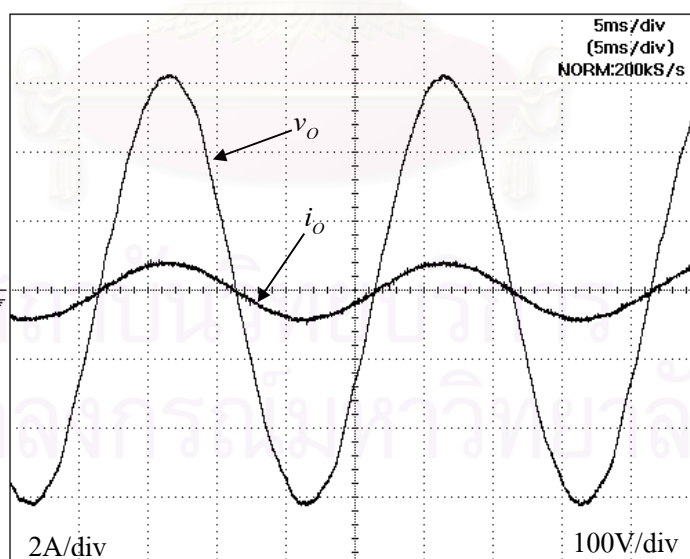
รูปที่ 5.33 สเปกตรัมของกระแสด้านเข้าเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบทำซ้ำที่สภาวะไร้โหลด



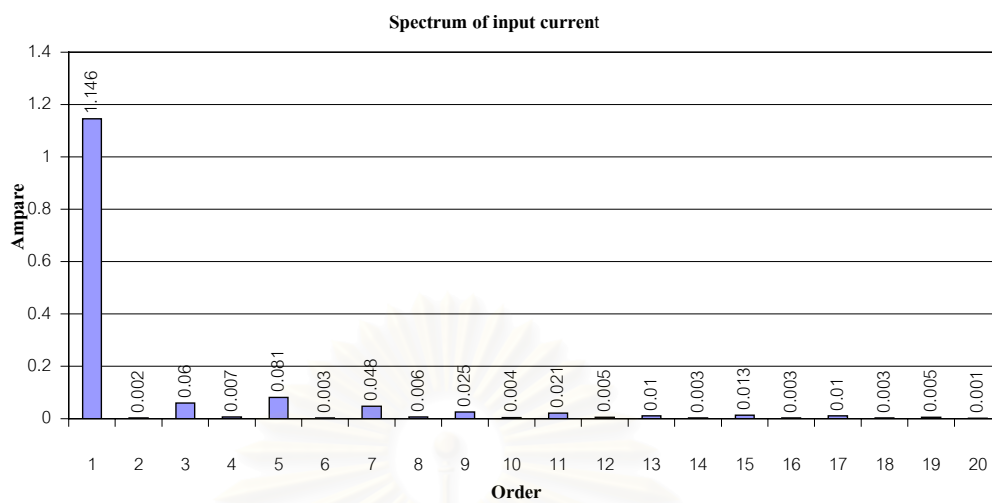
รูปที่ 5.34 สเปกตรัมของแรงดันด้านออกเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบทำซ้ำที่สภาวะไร้โหลด



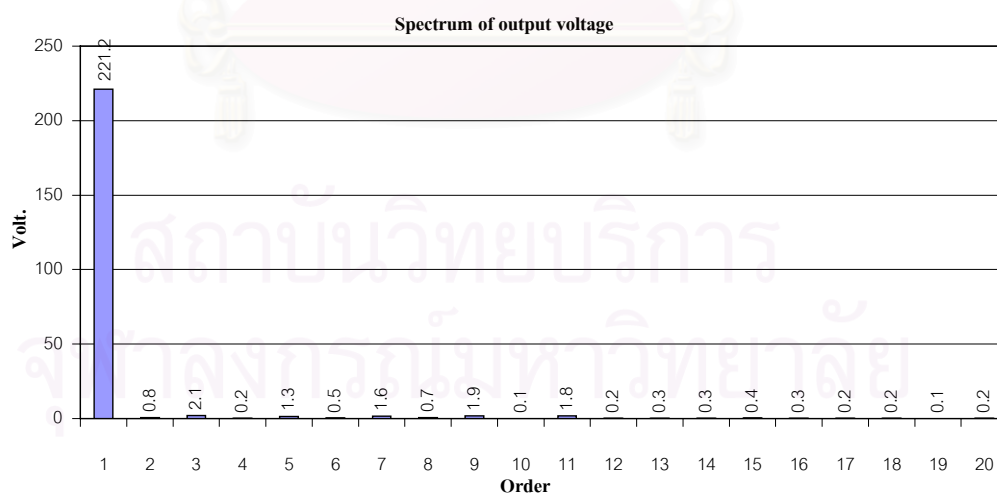
รูปที่ 5.35 แรงดันด้านเข้า, กระแสด้านเข้า, แรงดันด้านออกและกระแสโวลตของวงจรแปลงผันกำลังเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบทำซ้ำ (โวลตความต้านทาน 140 วัตต์)



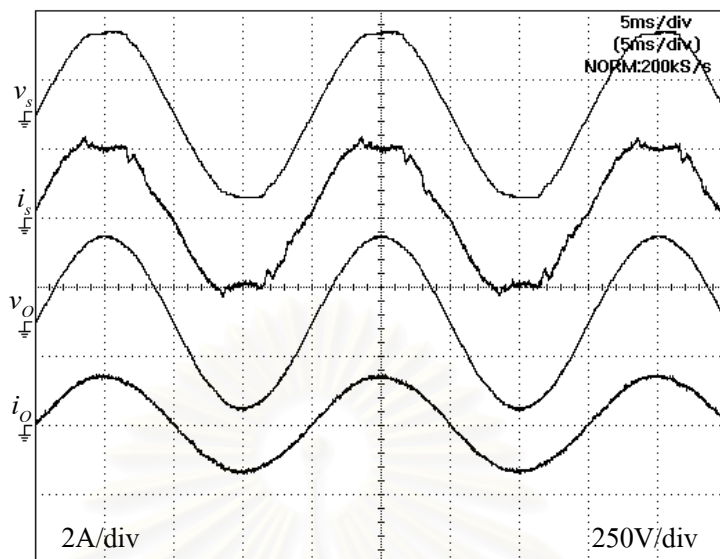
รูปที่ 5.36 แรงดันด้านออกและกระแสโวลตของวงจรแปลงผันกำลังเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบทำซ้ำ (โวลตความต้านทาน 140 วัตต์)



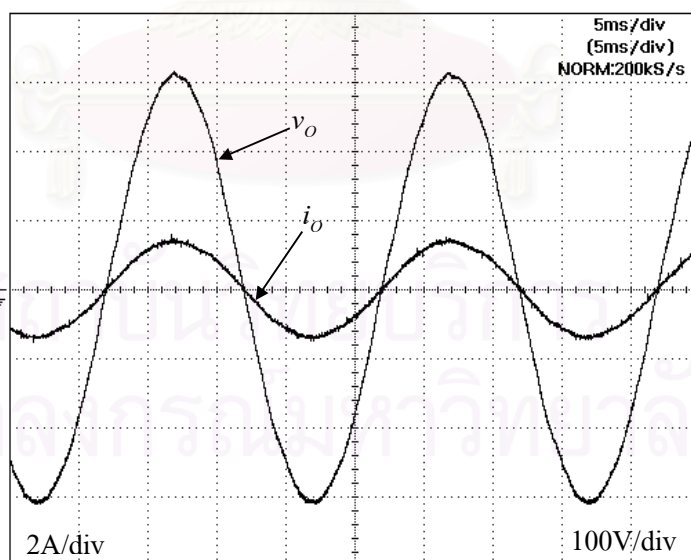
รูปที่ 5.37 สเปกตรัมของกระแสต้านเข้าเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบทำซ้ำ
(โหลดความต้านทาน 140 วัตต์)



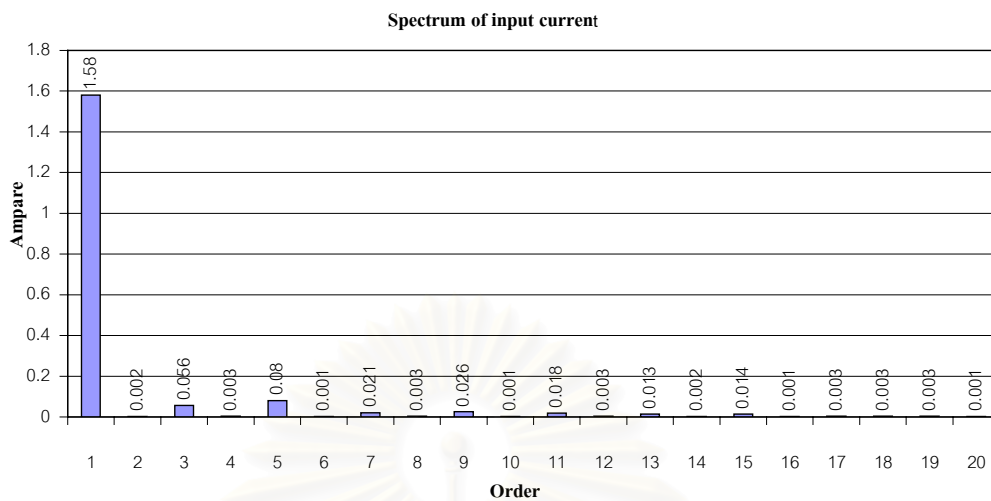
รูปที่ 5.38 สเปกตรัมของแรงดันด้านออกเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบทำซ้ำ
(โหลดความต้านทาน 140 วัตต์)



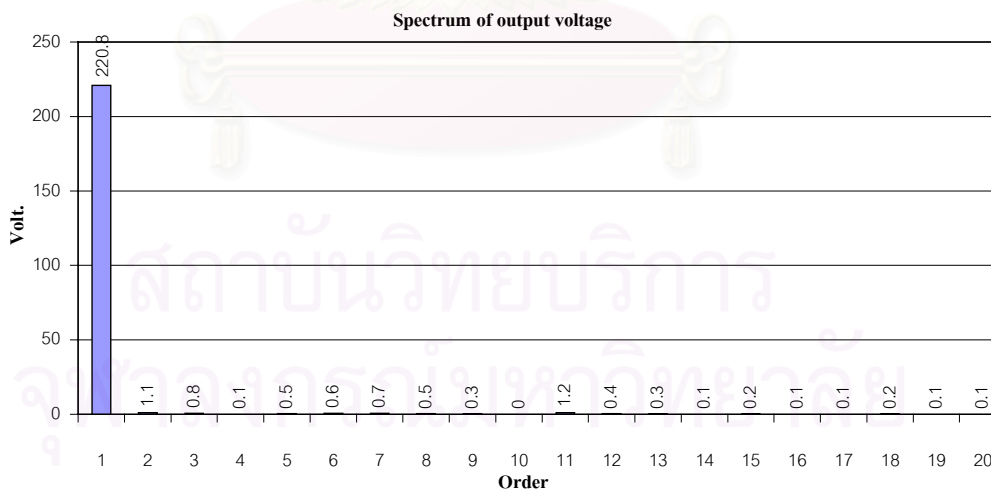
รูปที่ 5.39 แรงดันด้านเข้า, กระแสด้านเข้า, แรงดันด้านออกและกระแสไหลคของวงจรแปลงผันกำลังเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบทำซ้ำ (โหลดความต้านทาน 250 วัตต์)



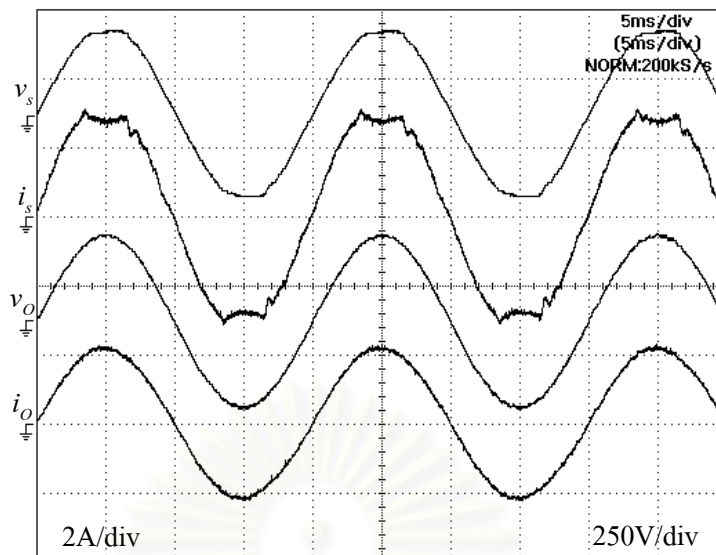
รูปที่ 5.40 แรงดันด้านออกและกระแสไหลคของวงจรแปลงผันกำลังเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบทำซ้ำ (โหลดความต้านทาน 250 วัตต์)



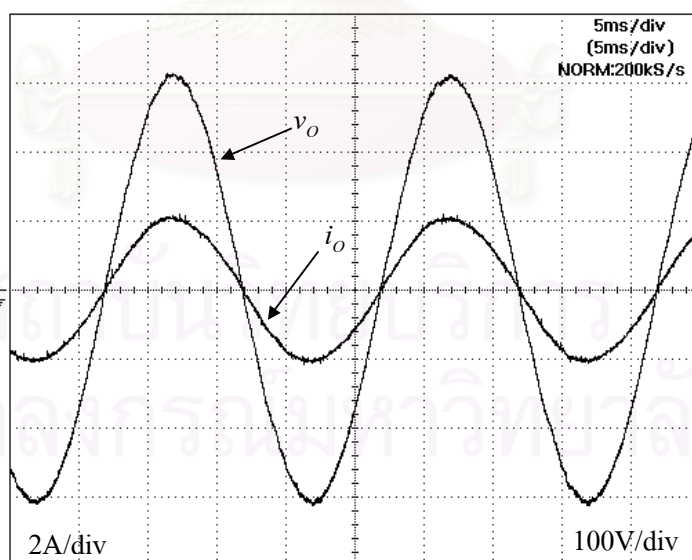
รูปที่ 5.41 สเปกตรัมของกระแสต้านเข้าเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบทำซ้ำ
(โหลดความต้านทาน 250 วัตต์)



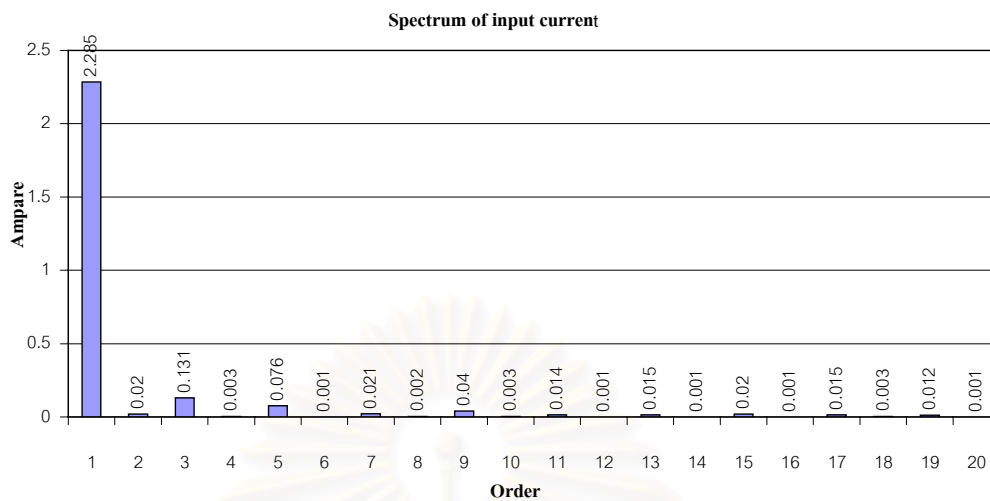
รูปที่ 5.42 สเปกตรัมของแรงดันด้านออกเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบทำซ้ำ
(โหลดความต้านทาน 250 วัตต์)



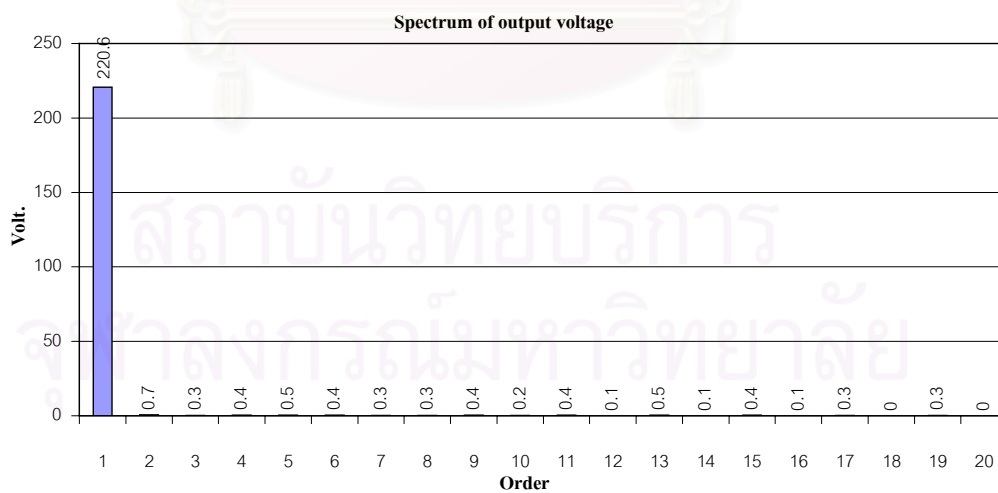
รูปที่ 5.43 แรงดันด้านเข้า, กระแสด้านเข้า, แรงดันด้านออกและกระแสโวลตของวงจรแปลงผันกำลังเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบทำซ้ำ (โวลตความต้านทาน 400 วัตต์)



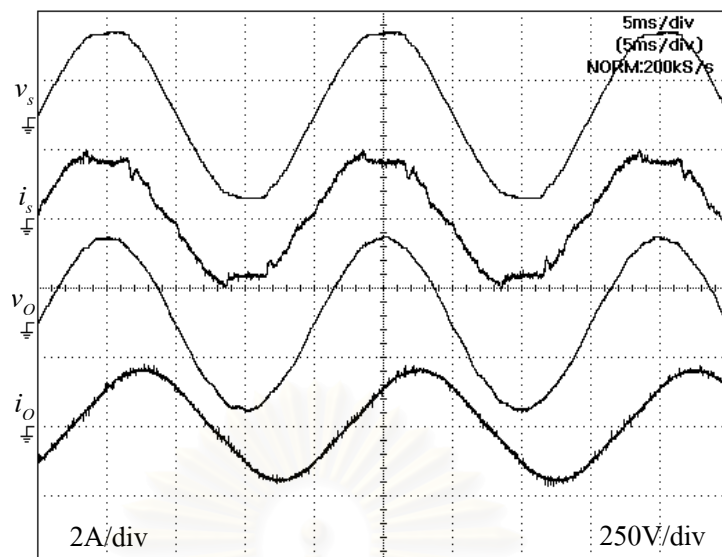
รูปที่ 5.44 แรงดันด้านออกและกระแสโวลตของวงจรแปลงผันกำลังเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบทำซ้ำ (โวลตความต้านทาน 400 วัตต์)



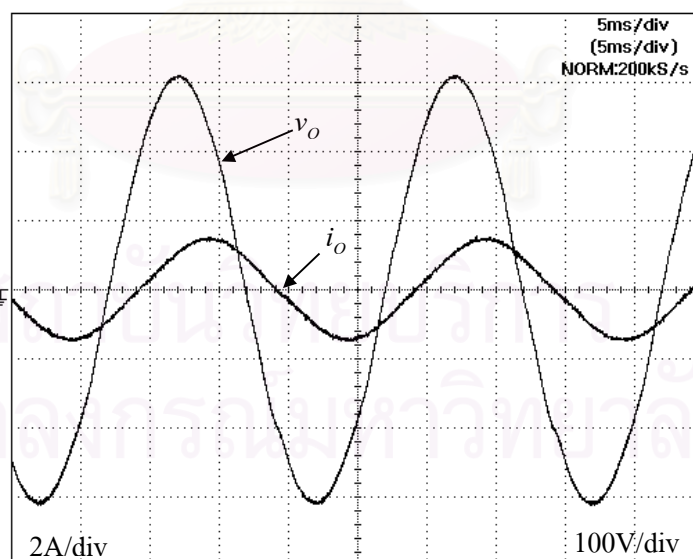
รูปที่ 5.45 สเปกตรัมของกระแสต้านเข้าเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบทำซ้ำ
(โหลดความต้านทาน 400 วัตต์)



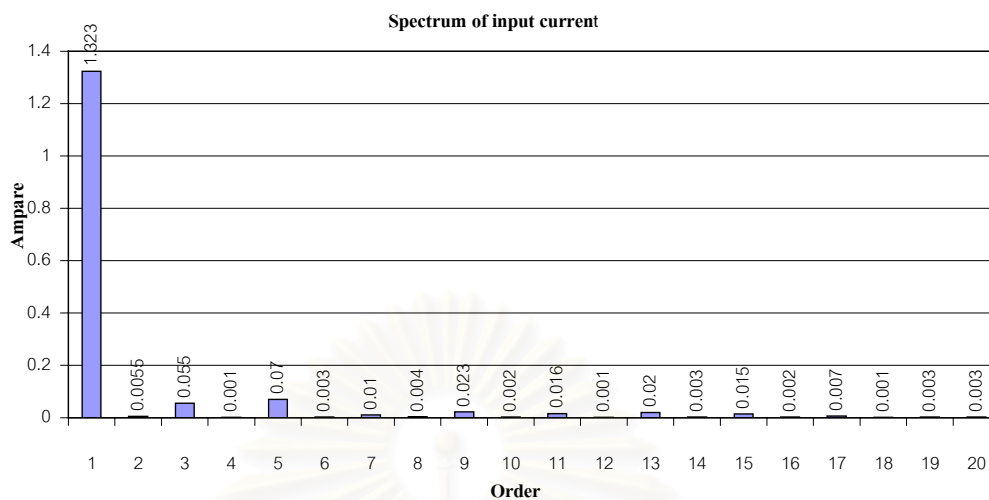
รูปที่ 5.46 สเปกตรัมของแรงดันด้านออกเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบทำซ้ำ
(โหลดความต้านทาน 400 วัตต์)



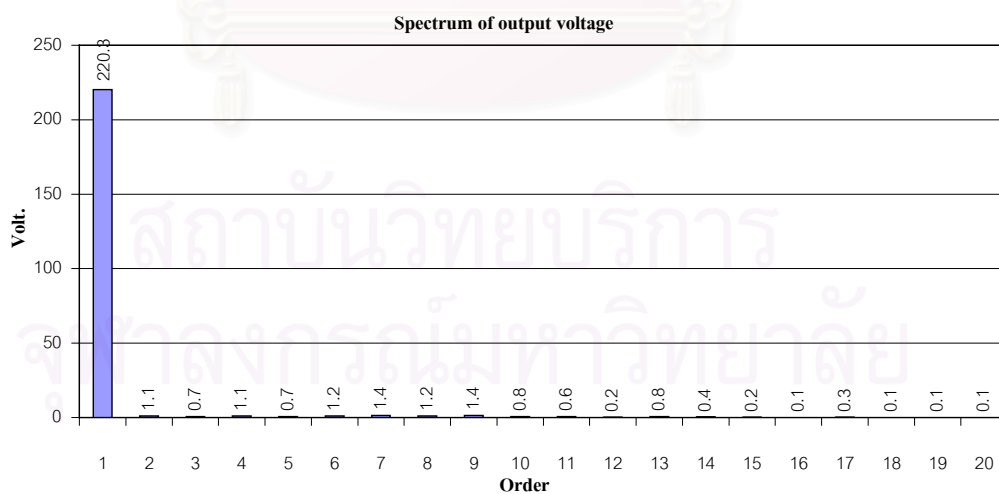
รูปที่ 5.47 แรงดันด้านเข้า, กระแสด้านเข้า, แรงดันด้านออกและกระแสโหลดของวงจรแปลงผันกำลังเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบทำซ้ำ (โหลด 270 VA 0.7 p.f. lagging)



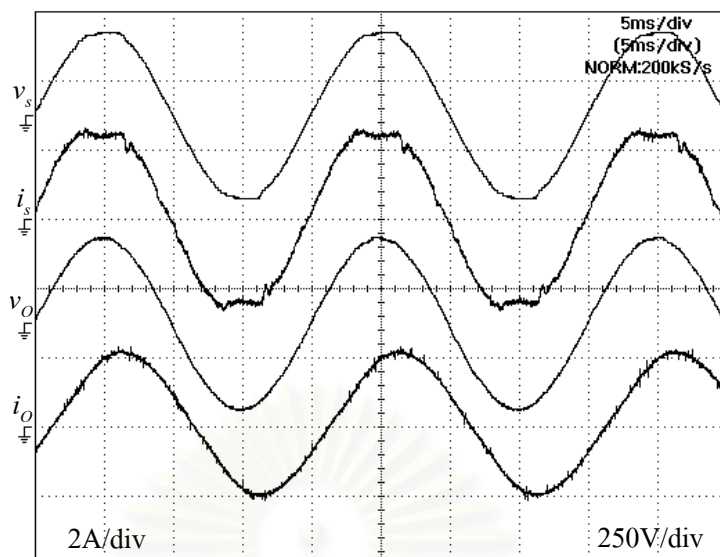
รูปที่ 5.48 แรงดันด้านออกและกระแสโหลดของวงจรแปลงผันกำลังเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบทำซ้ำ (โหลด 270 VA 0.7 p.f. lagging)



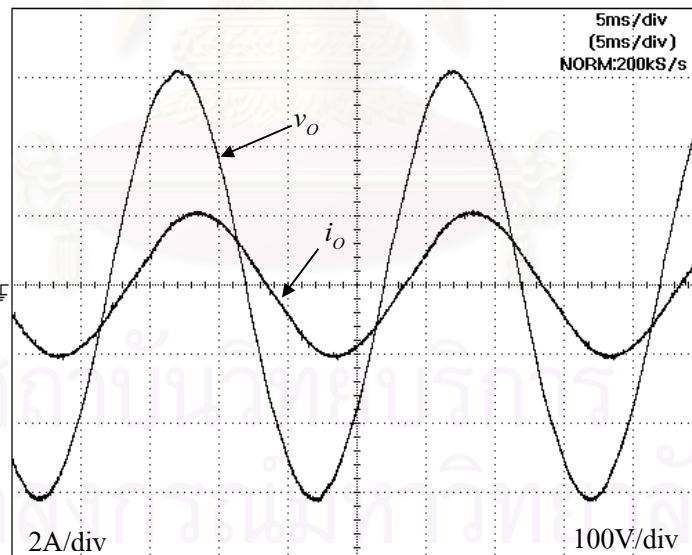
รูปที่ 5.49 สเปกตรัมของกระแสต้านเข้าเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบทำซ้ำ
(โหลด 270 VA 0.7 p.f. lagging)



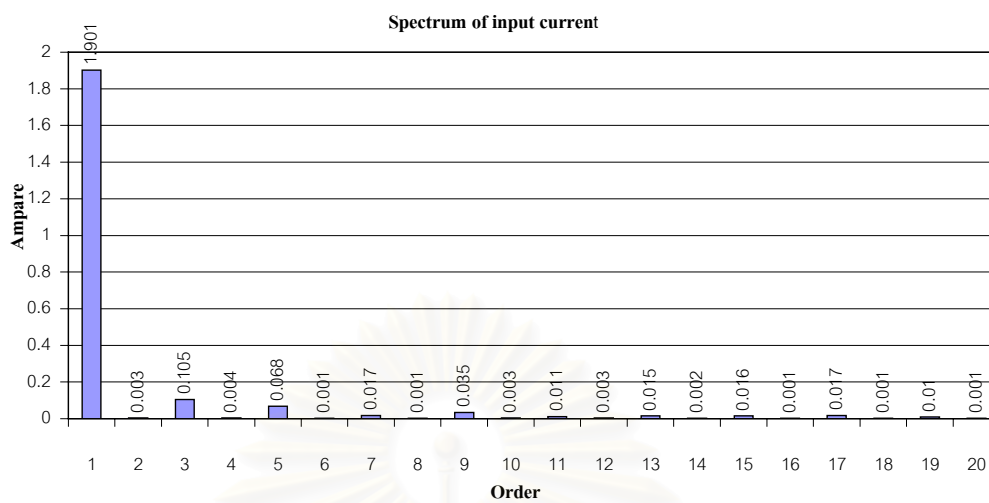
รูปที่ 5.50 สเปกตรัมของแรงดันด้านออกเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบทำซ้ำ
(โหลด 270 VA 0.7 p.f. lagging)



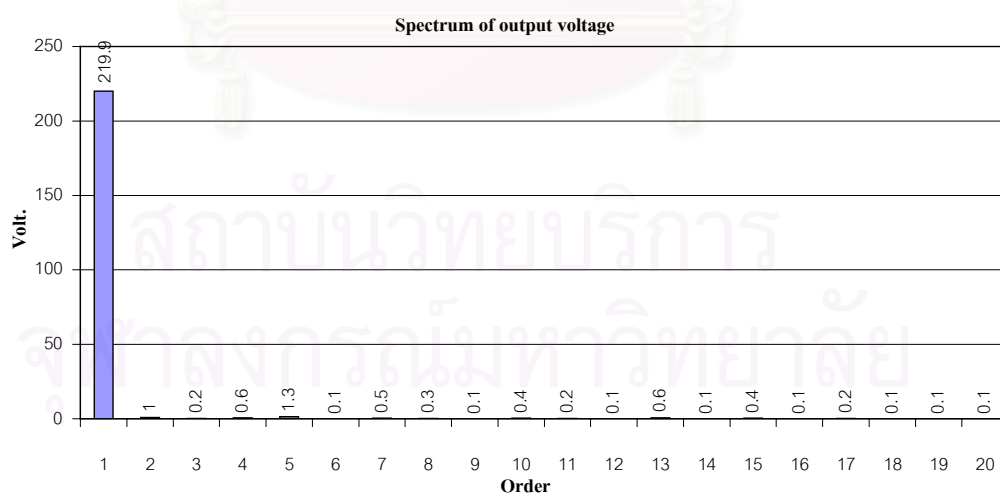
รูปที่ 5.51 แรงดันด้านเข้า, กระแสด้านเข้า, แรงดันด้านออกและกระแสไหลคของวงจรแปลงผันกำลังเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบทำซ้ำ (โหลด 350 VA 0.9 p.f. lagging)



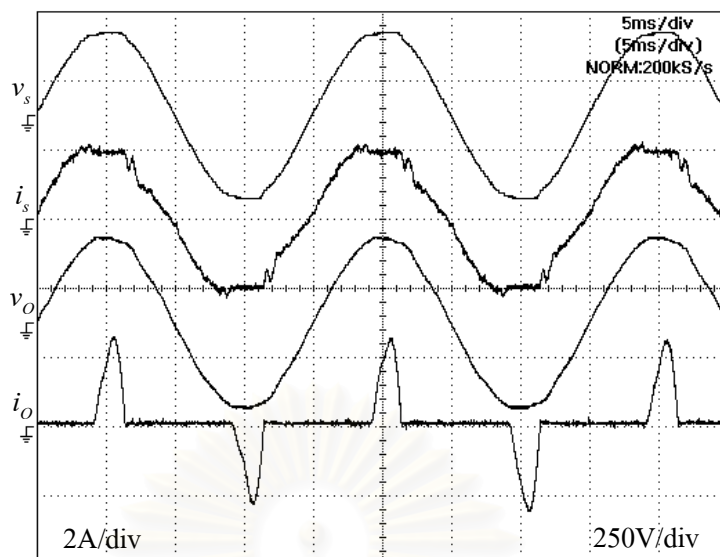
รูปที่ 5.52 แรงดันด้านออกและกระแสไหลคของวงจรแปลงผันกำลังเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบทำซ้ำ (โหลด 350 VA 0.9 p.f. lagging)



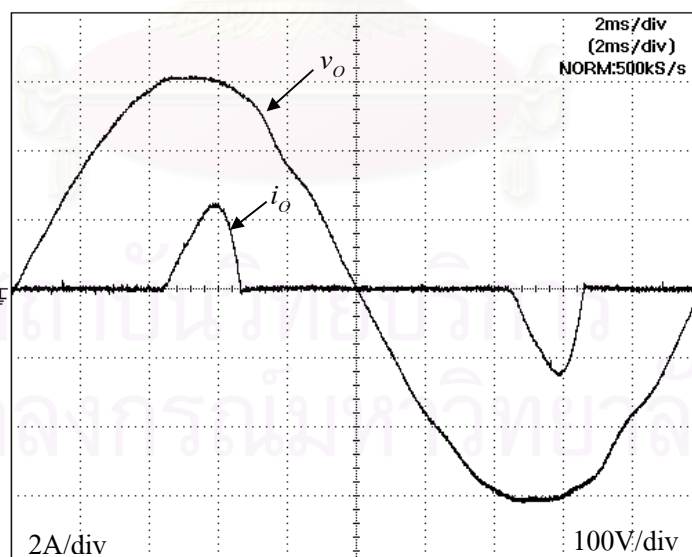
รูปที่ 5.53 สเปกตรัมของกระแสต้านเข้าเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบทำซ้ำ
(โหลด 350 VA 0.9 p.f. lagging)



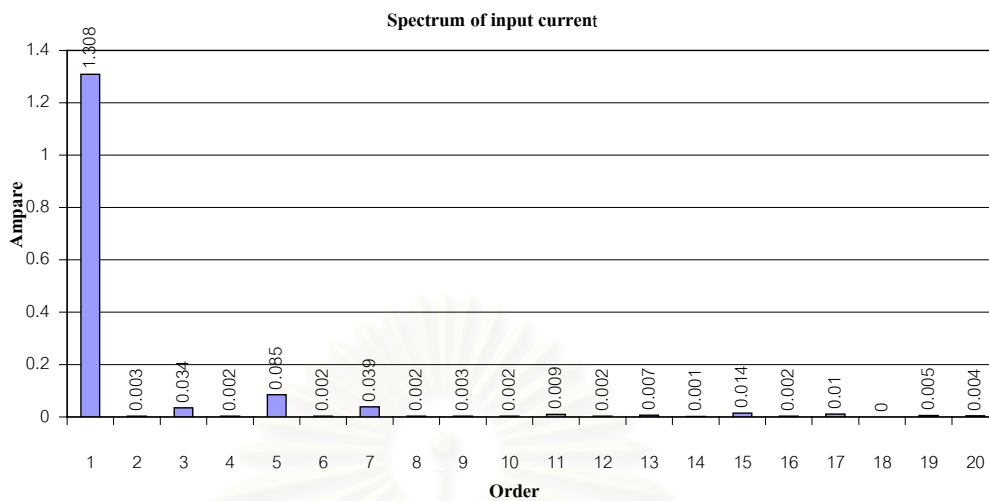
รูปที่ 5.54 สเปกตรัมของแรงดันด้านออกเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบทำซ้ำ
(โหลด 350 VA 0.9 p.f. lagging)



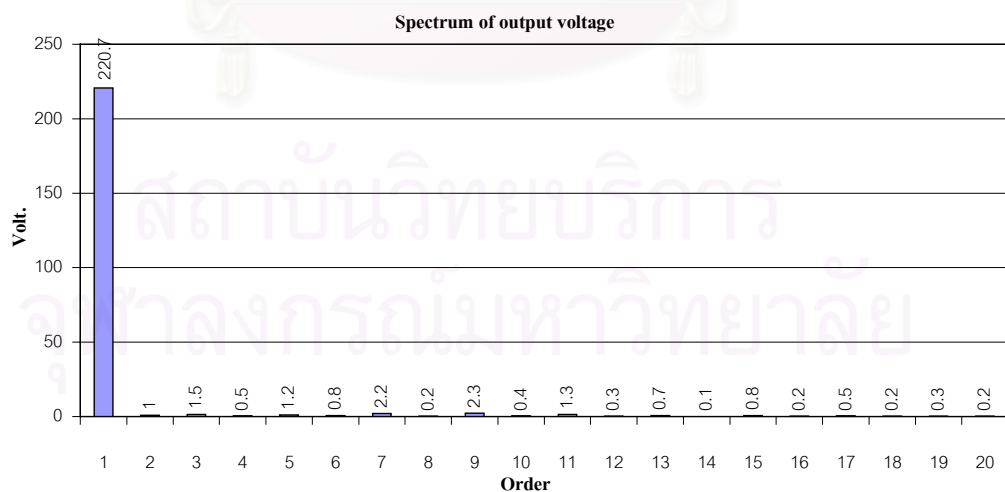
รูปที่ 5.55 แรงดันด้านเข้า, กระแสด้านเข้า, แรงดันด้านออกและกระแสโหลดของวงจรแปลงผันกำลังเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบทำซ้ำ (โหนดวงจรเรียงกระแส)



รูปที่ 5.56 แรงดันด้านออกและกระแสโหลดของวงจรแปลงผันกำลังเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบทำซ้ำ (โหนดวงจรเรียงกระแส)



รูปที่ 5.57 สเปกตรัมของกระแสต้านเข้าเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบทำซ้ำ
(โพลดวงจรเรียงกระแส)



รูปที่ 5.58 สเปกตรัมของแรงดันด้านออกเมื่อใช้ตัวควบคุมแบบทำซ้ำ
(โพลดวงจรเรียงกระแส)

บทที่ 6

บทสรุปและข้อเสนอแนะ

6.1 สรุปผลการวิจัย

ในวิทยานิพนธ์นี้ผู้วิจัยได้ทำการศึกษาและพัฒนาวงจรแปลงผันกำลังแบบใหม่สำหรับแหล่งจ่ายไฟต่อเนื่อง 1 เฟส ซึ่งเป็นวงจรที่พัฒนาขึ้นโดยอาศัยการบูรณาการวงจรเรียงกระแสแบบวิธีสวิตช์คู่เข้ากับวงจรอินเวอร์เตอร์แบบบริดจ์ วงจรแปลงผันกำลังที่นำเสนอใช้เทคนิคการสวิตช์ของวงจรเรียงกระแสช่วยปรับปรุงรูปคลื่นกระแสด้านเข้าให้มีรูปคลื่นใกล้เคียงไซน์และในขณะเดียวกันก็สามารถทำงานเป็นวงจรอินเวอร์เตอร์จ่ายแรงดันด้านออกให้แก่โหลดได้ โดยใช้สวิตช์กำลังเพียง 4 ตัวเท่านั้น ผู้วิจัยได้เสนอแนวคิดใหม่โดยได้ทำการมอดูเลตค่าวัฏจักรงานของคู่สวิตช์ของวงจรเรียงกระแสแบบวิธีสวิตช์ทำให้แรงดันบัสไฟตรงที่จำเป็นมีค่าน้อยลงมาก นอกจากนี้ยังมีการนำเสนอวิธีการควบคุมแบบทำซ้ำเพื่อควบคุมให้แรงดันด้านออกของอินเวอร์เตอร์มีรูปคลื่นไซน์ที่มีความเพี้ยนต่ำแม้ในสภาวะโหลดไม่เชิงเส้นซึ่งสามารถนำไปประยุกต์ใช้กับอินเวอร์เตอร์ทั่วไปได้ด้วย

จากผลการทดสอบระบบรวมโดยใช้โหลดความต้านทาน, โหลดความต้านทานและตัวเหนี่ยวนำ และโหลดวงจรเรียงกระแส โดยกำหนดให้วงจรเรียงกระแสแบบวิธีสวิตช์ควบคุมแรงดันบัสไฟตรงอยู่ 480 โวลต์ จากผลการทดสอบการทำงานของระบบรวมพบว่า วงจรแปลงผันกำลังมีคุณสมบัติที่ดีในการปรับปรุงกระแสด้านเข้า โดยทำให้ขนาดของกระแสฮาร์มอนิกมีค่าไม่เกินมาตรฐาน IEC 61000-2-3 Class A และมีค่าTHDและตัวประกอบกำลังของกระแสด้านเข้าที่สภาวะโหลดพิกัดเป็น 7.3 % และ 0.99 ตามลำดับ ในขณะเดียวกันวงจรอินเวอร์เตอร์ก็สามารถจ่ายแรงดันที่มีค่าความผิดพลาดและความเพี้ยนฮาร์มอนิกต่ำได้ในทุกสภาวะโหลด โดยที่โหลดพิกัดวัดความผิดพลาดของแรงดันได้เป็น 0.32% และค่า THD ประมาณ 0.69% สำหรับที่สภาวะโหลดเป็นวงจรเรียงกระแสที่มีค่าตัวประกอบค่ายอดประมาณ 3 วัดค่าความผิดพลาดของแรงดันได้ 0.36% และมีค่าTHD ประมาณ 1.93% ผลการทดลองที่ได้ยืนยันถึงคุณสมบัติที่ดีของวงจรแปลงผันกำลังที่ได้พัฒนาขึ้น และมีความสอดคล้องกับผลการวิเคราะห์และการจำลองการทำงานเป็นอย่างดี

6.2 ข้อเสนอแนะในการพัฒนา

1. วงจรแปลงผันกำลังที่นำเสนอไม่ได้รวมส่วนของวงจรประจุพลังงานให้แบตเตอรี่ ซึ่งถ้ามีวงจรส่วนนี้จะช่วยลดปัญหาที่สภาวะโหลดเบาได้ โดยการแบ่งแรงดันบัสไฟตรงมาสะสมที่แบตเตอรี่ทำให้ความถี่การสวิตช์ของวงจรแปลงผันกำลังไม่สูงมากขึ้น

2. ในการเอาวงจรแปลงผันกำลังนี้ไปใช้งาน จำเป็นต้องคำนึงการตัดต่อวงจรเข้ากับระบบของการไฟฟ้าด้วย ดังนั้น จึงควรมีการพัฒนาระบบให้มีส่วนที่ทำหน้าที่ควบคุมการทำงานการทำงานของวงจรในกรณีที่มีแรงดันจากการไฟฟ้าและไม่มีแรงดันจากการไฟฟ้า



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

รายการอ้างอิง

ภาษาไทย

- มานะ เมฆถาวรวัฒนา, “วงจรแปลงผันกำลังไฟสลับ-ไฟตรงที่ตัวประกอบกำลังมีค่าสูง”, โครงการ
ปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, 2540.
เพิ่มศักดิ์ สุขศิริ, “วงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสเสมือนต่อแบบวี ที่มีความเพี้ยนของกระแสด้านเข้าต่ำ”,
วิทยานิพนธ์ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, 2541.
สกุลรัตน์ ศิริพันธ์ โนน, “วงจรแปลงผันกำลังที่มีความเพี้ยนของกระแสด้านเข้าต่ำสำหรับแหล่งจ่าย
ไฟต่อเนื่อง”, เอกสารรวมเล่ม การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 22
ณ มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์, 2542 หน้า 713-716.
สกุลรัตน์ ศิริพันธ์ โนน, “เทคนิคการควบคุมแบบทำซ้ำของอินเวอร์เตอร์สำหรับแหล่งจ่ายไฟต่อ
เนื่อง”, เอกสารรวมเล่ม การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 23 ณ มหาวิทยาลัย
เชียงใหม่, 2543, หน้า 125-128.

ภาษาอังกฤษ

- A. Moriyama, I. Ando and I Takashi, “Sinusoidal voltage control of a single phase
uninterruptible power supply by high gain PI circuit”, IEEE PESC Conf. Rec. vol. 1,
1998: pp. 574-579.
- Akira Nabae, Hirotami Nakano and Sei Arai, “Novel Sinusoidal Converter With High
PowerFactor”, Trans. IEEE Japan, vol. 114-D, no.4, 1994: pp. 775-779.
- Hirachi Katsuya, Sakane Makoto, Niwa Sin and Matsui tomoki, “Development of UPS Using
New Type of Circuit”, IEEE/IAS Conf. Rec., 1994: pp. 635-642.
- S. Hara, Y. Yamamoto, T. Omata, and M. nakano, “Repetitive control system: A new type servo
system for periodic exogenous signals”, IEEE Trans. Automat. Contr., vol. 33, no. 7,
1988: pp. 659-666.
- S. Jung, L. H. Ho, H. C. Yeh and Y. Y. Tzou, “DSP-based digital control of PWM inverter for
sine wave tracking by optimal state feedback technique”, IEEE PESC Conf. Rec., vol. 1,
1994: pp. 546-551.
- S. Jung, H. Huang, M. Y. Chang, and Y. Y. Tzou, “DSP-based multiple-loop control strategy for
single phase inverter used in AC sources”, IEEE PESC Conf. Rec., vol. 1, 1997:
pp. 706-712.



ภาคผนวก

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ภาคผนวก ก

การออกแบบวงจรกรองผ่านต่ำแบบ Finite Impulse Response (FIR)

วงจรกรองผ่านต่ำในระบบดิจิทัลจะแบ่งออก 2 ประเภทด้วยกันคือ Finite Impulse Response (FIR) และ Infinite Impulse Response (IIR) วงจรกรองผ่านต่ำที่เหมาะสมในการช่วยรักษาเสถียรภาพของตัวควบคุมแบบทำซ้ำคือวงจรกรองผ่านต่ำแบบ FIR เนื่องจากสัญญาณออกจากวงจรกรองผ่านต่ำแบบ FIR จะมีเฟสที่เลื่อนไปในลักษณะที่เป็นเชิงเส้น ทำให้เราสามารถชดเชยเฟสกลับมาได้โดยใช้ตัวควบคุมแบบทำซ้ำ การออกแบบวงจรกรองผ่านต่ำแบบ FIR นั้นมีอยู่หลายวิธีด้วยกัน วิธีที่เราเลือกใช้คือการใช้อัลกอริทึมฟูรีเยร์ร่วมกับการทำ Windowing โดยมีขั้นตอนดังนี้คือ

1) กำหนดลักษณะต่างๆของวงจรกรองผ่านต่ำ

pass band 100 Hz

transition width 1000 Hz

sampling frequency, f_s 10 kHz

cut-off frequency, f_c 600 Hz

(cut-off frequency = pass band + transition width/2)

2) เลือกชนิดของ Window

การเลือกชนิดของ Window จะมีความสัมพันธ์กับค่า Stop band attenuation ซึ่ง Window ที่นิยมใช้กันเป็นแบบ Hamming ดังแสดงในสมการที่ (ก.1) โดยจะมีค่า Stop band attenuation มากกว่า 50 dB

$$w(n) = 0.54 + 0.46 \cdot \cos\left(\frac{2\pi n}{N}\right) \quad (\text{ก.1})$$

$$\text{และ} \quad N = \frac{3.3 \cdot f_s}{f_w} \quad (\text{ก.2})$$

โดยที่ N คือ จำนวนสัมประสิทธิ์ของวงจรกรอง
 $-N/2 \leq n \leq N/2$

จากลักษณะต่างของวงจรกรองผ่านต่ำที่กำหนดแทนค่าลงในสมการ (ก.2) ได้ค่า N เท่ากับ 33 แต่เราจะเลือกใช้ค่า N เป็น 34 เพื่อให้สัญญาณด้านออกมีเฟสเลื่อนไปเป็นเลขจำนวนเต็มของคาบการสุ่มตัวอย่าง

3) คำนวณหาสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองจากสมการ

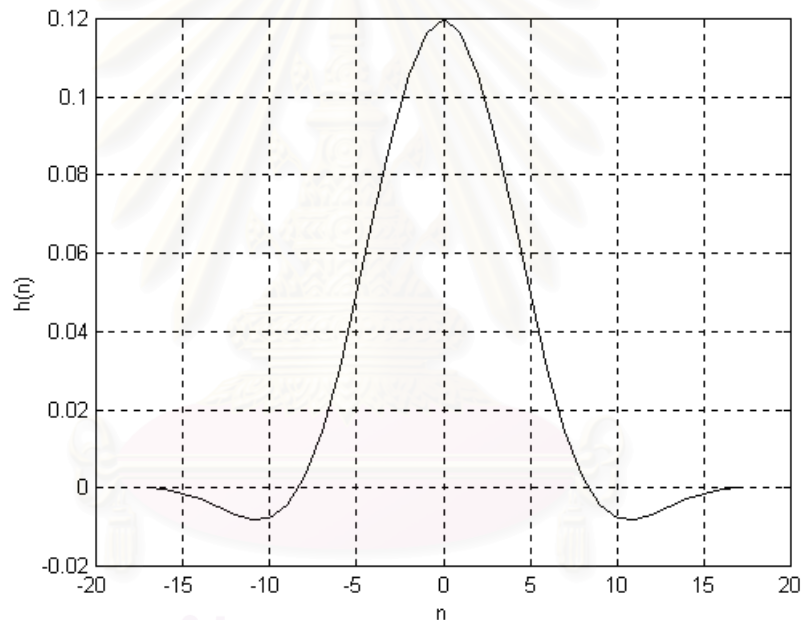
$$h(n) = h_d(n) \cdot w(n) \quad (ก.4)$$

โดยที่

$$h_d(n) = \begin{cases} \frac{\sin(n \cdot 2\pi \cdot f_c)}{n \cdot \pi} \\ 2n \cdot \pi \cdot f_c \end{cases} \quad (ก.5)$$

 $h(n) =$ สัมประสิทธิ์ของวงจรกรอง

เมื่อแทนค่าต่างๆลงในสมการ (ก.4) จะได้สัมประสิทธิ์ของวงจรกรองผ่านต่ำทั้งหมด 35 ตัว ซึ่งจะสมมาตรรอบ $h(0)$ ดังรูปที่ ก.1

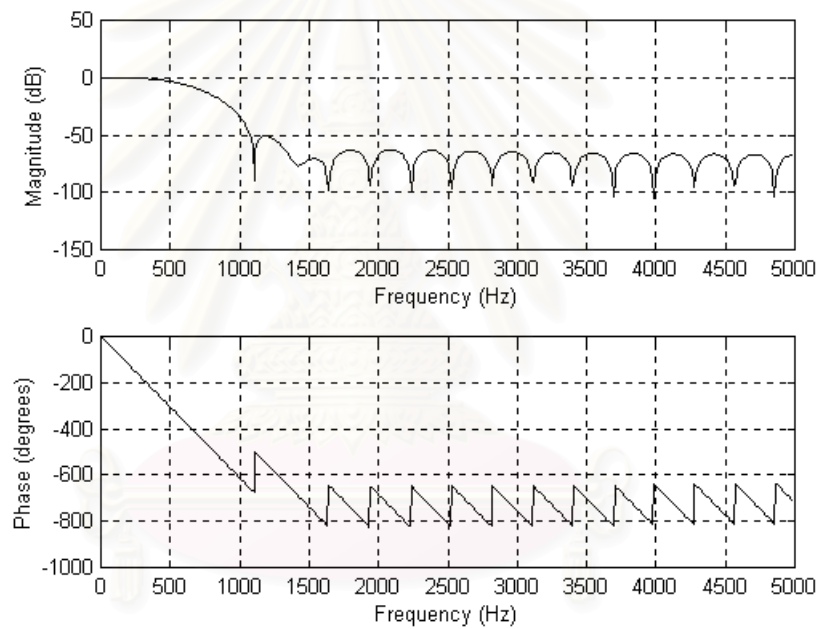


รูปที่ ก.1 ค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองผ่านต่ำ

ฟังก์ชันโอนย้ายของวงจรกรองแบบ FIR โดยทั่วไปจะเป็นดังสมการที่ (ก.6) เมื่อแทนค่าสัมประสิทธิ์ที่คำนวณได้ลงในสมการที่ (ก.6) ทำให้ฟังก์ชันโอนย้ายของวงจรกรองแบบ FIR เป็นดังสมการที่ (ก.7) ซึ่งมีผลตอบสนองเชิงความถี่เป็นดังรูปที่ ก.2 ซึ่งมีคุณสมบัติเป็นไปตามที่เราต้องการ

$$Q(z) = \sum_{-N/2}^{N/2} h(n) \cdot z^{-\left(n + \frac{N}{2}\right)} \quad (ก.6)$$

$$\begin{aligned}
 Q(z) = & 0.0002 - 0.0004 \cdot z^{-1} - 0.0014 \cdot z^{-2} - 0.0029 \cdot z^{-3} \\
 & - 0.0048 \cdot z^{-4} - 0.0068 \cdot z^{-5} - 0.0082 \cdot z^{-6} - 0.0077 \cdot z^{-7} \\
 & - 0.0044 \cdot z^{-8} + 0.0029 \cdot z^{-9} + 0.0146 \cdot z^{-10} + 0.0305 \cdot z^{-11} \\
 & + 0.0495 \cdot z^{-12} + 0.0699 \cdot z^{-13} + 0.0894 \cdot z^{-14} + 0.1056 \cdot z^{-15} \\
 & + 0.1163 \cdot z^{-16} + 0.12 \cdot z^{-17} + 0.1163 \cdot z^{-18} + 0.1056 \cdot z^{-19} \\
 & + 0.0894 \cdot z^{-20} + 0.0699 \cdot z^{-21} + 0.0495 \cdot z^{-22} + 0.0305 \cdot z^{-23} \\
 & + 0.0146 \cdot z^{-24} + 0.0029 \cdot z^{-25} - 0.0044 \cdot z^{-26} - 0.0077 \cdot z^{-27} \\
 & - 0.0082 \cdot z^{-28} - 0.0068 \cdot z^{-29} - 0.0048 \cdot z^{-30} - 0.0029 \cdot z^{-31} \\
 & - 0.0014 \cdot z^{-32} - 0.0004 \cdot z^{-33} + 0.0002 \cdot z^{-34}
 \end{aligned} \tag{ก.7}$$



รูปที่ ก.2 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของวงจรกรองผ่านต่ำแบบ FIR

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์

นายสกุลรัตน์ ศิริพันธ์โนน เกิดเมื่อวันที่ 12 พฤศจิกายน พ.ศ 2520 ที่อำเภอบางปะหัน จังหวัดพระนครศรีอยุธยา สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า (ไฟฟ้ากำลัง) จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ปีการศึกษา 2540 (เกียรตินิยมอันดับ 2) และได้เข้าศึกษาต่อในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า (อิเล็กทรอนิกส์กำลัง) ณ ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ในปีการศึกษา 2541



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย